

Université Mohamed Khider – Biskra  
Faculté des Sciences et de la technologie  
Département : Génie Electrique  
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة  
كلية العلوم و التكنولوجيا  
قسم: الهندسة الكهربائية  
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention  
Du diplôme de  
**Doctorat en sciences: Electrotechnique**

**Option : Electrotechnique**

*Thèse préparée au laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB*

**Contrôle et diagnostic d'une machine à induction sans capteur en utilisant des techniques avancées d'analyse et de traitement**

Présentée par :

**KECHIDA Ridha**

Soutenue publiquement le **19/10/2017**

**Devant le jury composé de :**

Dr. GOLEA Ammar  
Dr. MENACER Arezki  
Dr. ZOZOU Salah Eddine  
Dr. BAHY Tahar  
Dr. NACERI Farid  
Dr. SOUFI Youcef

Professeur  
Professeur  
Professeur  
Professeur  
Professeur  
MCA

Président  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur  
Examineur  
Examineur

Université de Biskra  
Université de Biskra  
Université de Biskra  
Université d'Annaba  
Université de Batna  
Université de Tébessa

## REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire de Génie Electrique LGEB, Université de Biskra.

Ainsi, je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur **Arezki MENACER**, Professeur à l'Université de Biskra, pour son parfait encadrement, son soutien constant, son aide précieux et ses conseils pendant toute la période de préparation de cette thèse.

Je suis très reconnaissant à Monsieur **Ammar GOLEA** Professeur à l'Université de Biskra pour avoir accepté de présider ce jury. Pour cela, je lui exprime ma profonde gratitude.

Je remercie Monsieur Pr. **Salah Eddine ZOUZOU**, Professeur, Directeur du laboratoire LGEB, Université de Biskra, ainsi que Monsieur Pr. **Tahar BAHI**, Professeur à l'Université de Annaba, Membre du Laboratoire d'Automatique et Signaux Annaba "LASA", Pr. **Farid NACERI**, Professeur à l'Université de Batna, et Monsieur Dr. **Youcef SOUFI**, Maître de Conférences à l'Université de Tébessa pour avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse et pour les corrections apportées sur le manuscrit.

**À ma mère, À mon père, mes frères et sœurs**

**À ma femme et mon fils**

---

## RÉSUMÉ

Les différentes techniques d'analyse et diagnostic des défauts dans la machine asynchrone sont soumises à plusieurs difficultés, en particulier lors du fonctionnement de la machine en boucle fermée. Pour cela, l'objectif de la thèse est l'exploitation des méthodes fiables de détection des défauts ou des anomalies affectant les signaux mesurés en régimes stationnaires et non-stationnaires de la machine asynchrone. Les défauts considérés sont les cassures des barres rotoriques, le court-circuit entre spires statoriques et le défaut mixte stator/rotor. Deux méthodes sont utilisées pour la détection des défauts: la méthode classique à base de la transformée de Fourier et la méthode avancée à base de l'ondelette.

L'étude est menée en fonctionnement de la machine en boucle fermée, où deux techniques de commande sans capteur de vitesse utilisant l'estimateur de type *Luenberger* sont considérées à savoir le contrôle direct du couple (DTC) et la commande par mode glissant (MG). Pour cela, divers tests de robustesse de la commande de la machine en défaut sont effectués à savoir les variations paramétriques et le fonctionnement à faible vitesse. Les résultats obtenus montrent clairement l'efficacité de cette technique dans la possibilité d'extraire les signatures du courant statorique pour détecter et localiser les défauts en régime stationnaire et non stationnaire.

**Mots clés:** *Diagnostic, cassures des barres, court-circuit entre spires, machine asynchrone, FFT, TOD, ondelette, commande robuste, commande sans capteur, observateur Luenberger, DTC, mode glissant, contrôle robuste*

---

## ABSTRACT

Various techniques for fault diagnosis and analysis in the asynchronous machine are referred to several difficulties, in particular when the machine operates in closed loop.

For this, the main object of the thesis is the exploitation of the reliable methods to detect the faults or anomalies which affect the measured signals in stationary and non-stationary states the asynchronous machine. The faults considered are the broken rotor bars, inter-turn short-circuits and simultaneous (stator/rotor) faults. Two methods for the fault detection are used: the classical method based on the fast Fourier transform and the advanced method based on the discrete wavelet transform analysis.

The study is carried when the machine operates in closed loop, two types of sensorless control techniques based on the Luenberger estimator are considered, the first is the direct torque control (DTC) and the second is the sliding mode control (SMG).

For this, various tests of the control robustness are carried for the machine with faults such as: the parametric variations and low speed.

The obtained results show clearly the effectiveness of the technique and the ability to extract the signatures in stator current and to detect and locate the faults in steady state and in non stationary state.

**Keywords:** *Diagnosis, broken rotor bars, inter-turn short circuit, asynchronous machine, FFT, DWT, sensorless, Luenberger observer, DTC, sliding mode control, robust control*

---

## المخلص

تخضع التقنيات المختلفة لتحليل وتشخيص الأعطاب في الماكينة اللامتزامنة لعدة صعوبات لا سيما أثناء اشتغال الماكينة في حلقة مغلقة. لهذا الغرض، فإن الهدف من هذه الرسالة هو استغلال أساليب موثوقة للكشف عن الأعطاب التي تؤثر على الإشارات المقاسة في النظام الدائم و العابر للآلة اللامتزامنة. الأعطاب التي تم إدراجها في هذا العمل هي: كسر قضبان الدوار، دائرة قصيرة بين حلقات الجزء الثابت من المحرك و العطب المزدوج. تم استخدام طريقتين للكشف عن الخلل في الآلة اللاتزامنية: الطريقة الكلاسيكية التي تعتمد على تحويل فورييه والطريقة المتقدمة باعتماد تحويل المويجات. اشتملت الدراسة الآلة في حلقة مغلقة، أين استعملت تقنيتين للتحكم في الآلة اللاتزامنية بدون مستشعر لقياس السرعة من نوع لونبرجر وهما: التحكم في عزم الدوران المباشر والتحكم بالانزلاق الوضعي. لهذا، تم إجراء العديد من اختبارات المتانة للتحكم بوجود الخلل في الماكينة منها: تغيير في عناصر الماكينة و الاشتغال بسرعة منخفضة. النتائج التي تم الحصول عليها تظهر بوضوح فعالية هذه التقنية في القدرة على استخراج توقعات التيار الساكن من أجل الكشف وتحديد الأعطاب في النظام الدائم و العابر للآلة.

**كلمات مفتاحية:** التشخيص، كسر القضبان للدوار، دائرة قصيرة بين الحلقات، الآلة اللاتزامنية، تحويل فورييه، تحويل المويجات، التحكم، بدون مستشعر.

# Liste des Figures

1.1	Répartition des défauts dans la machine asynchrone .....	04
1.2	Éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	04
1.3	Vue schématique en perspective du stator .....	05
1.4	Vue schématique en perspective du rotor .....	05
1.5	Défauts dans la machine asynchrone triphasée à cage .....	06
1.6	Répartition des défauts liés au stator .....	07
1.7	Rupture d'une et de deux portions d'anneaux de court-circuit .....	08
1.8	Dimensions du roulement à bille .....	08
1.9	Défauts d'excentricité .....	09
1.10	Proportions des défauts. ....	10
1.11	Diaporama des méthodes de diagnostic des machines électriques.....	11
2.1	Représentation de la machine avec court-circuit sur la phase $b_s$ .....	15
2.2	Modèle général de court-circuit dans le repère de <i>Park</i> .....	18
2.3	Tension et courants statoriques expérimentaux à l'état sain.....	20
2.4	Courants simulés et expérimentaux lors d'un court-circuit de 58 spires dans la phase $b_s$ .....	21
2.5	Courant entre spire simulé et expérimental pour un court-circuit de 58 spires dans la phase $b_s$ .....	21
2.6	Modèle de défauts rotoriques de la machine asynchrone .....	22
2.7	Modèle du défaut rotorique de la machine asynchrone.....	24
2.8	Vitesse simulée et expérimentale en présence de deux barres cassées.....	25
2.9	Courant simulé et expérimental en fonctionnement: (a) sain et (b) casseurs deux barres.....	26
2.10	Modèle de défaut simultané stator/rotor de la machine asynchrone.....	26
2.11	Courant des phases statoriques simulés et expérimentaux lors du défaut simultané stator/rotor.....	28
3.1	Echelle de décomposition de la STFT (a) et échelle de décomposition par la TO (b).....	31
3.2	Quelques formes des ondelettes Mères.....	32
3.3	Décomposition en cascade en trois niveaux .....	34
3.4	Décomposition en paquet d'ondelettes d'ordre 3 .....	35
3.5	Organigramme de la méthodologie du diagnostic basée sur la TOD.....	36
3.6	Courant statorique issu par simulation et par expérimentation: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées.....	38
3.7	Courant statorique au démarrage: simulation et expérimentation: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées.....	38
3.8	FFT du courant statorique issu de simulation et par expérimentation:-a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées.....	39
3.9	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db10: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées.....	41
3.10	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db20: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées.....	41

3.11	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées.....	42
3.12	Approximations et détails obtenus par l'ondelette dmey9: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées.....	42
3.13	Approximations et détails obtenus en régime transitoire par l'ondelette db20: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées.....	43
3.14	Approximations et détails obtenus en régime transitoire par l'ondelette db44: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées.....	44
3.15	Approximations et détails obtenus en régime transitoire par l'ondelette dmey9: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées...	44
3.16	Variation de l'énergie du courant statorique dans les bandes de fréquences au démarrage: Machine saine et avec deux barres adjacentes cassées.....	45
3.17	Courant statorique issu par simulation et de l'expérimentation: -a- Machine saine -b- Machine avec un court-circuit entre spires (58 spires).....	46
3.18	Courant statorique de démarrage issu par simulation et de l'expérimentation: -a- Machine saine -b- Machine avec un court-circuit entre spires (58 spires).....	46
3.19	FFT du courant de ligne lors d'un court-circuit entre spires (58 spires) sur la phase $b_s$ .....	47
3.20	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db4: -a- Machine saine, -b- Machine avec un court-circuit de 58 spires sur la phase $b_s$ .....	48
3.21	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44: -a- Machine saine, -b- Machine avec un court-circuit de 58 spires sur la phase $b_s$ .....	49
3.22	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence, (a) db4, (b) db44 pour: machine saine et machine avec un court-circuit de 58 spires ou 12.5% sur la phase $b_s$ .....	50
3.23	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44e en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec un court-circuit de 58 spires sur la phase $b_s$ .....	51
3.24	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db44 en régime transitoire: machine saine et machine avec court-circuit entre spires (58 spires ou 12.5%) sur la phase $b_s$ .....	52
4.1	Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension .....	55
4.2	Evolution du flux statorique .....	56
4.3	Comportement du flux statorique.....	56
4.4	Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1...6$ .....	58
4.5	Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes .....	60
4.6	Correcteur du couple à trois niveaux. ....	61
4.7	Schéma bloc de la commande directe du couple sans capteur de vitesse.....	62
4.8	Grandeurs électriques et mécaniques estimées et réelles de la DTC sans capteur de vitesse.....	63
4.9	Evolution de la vitesse, couple et le courant statorique pour un profil de vitesse de 100 à -100 rd/s.....	64
4.10	Evolution de la vitesse, couple et le courant pour une inversion de 10 à -10 rd/s.....	65
4.11	Caractéristique de la vitesse: (a) Variation de $J$ , (b) Variation de $R_s$ .....	65
4.12	Vitesse et courants statoriques pour un défaut de cassure deux barres rotorique.....	66

4.13	FFT du courant statorique: (a) machine saine (b): machine avec deux barres cassées.....	66
4.14	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées.....	68
	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime permanent:	68
4.15	-a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées.....	
4.16	Variation de l'énergie: (a) régime permanent, (b) régime transitoire.....	68
4.17	Vitesse et courants statoriques pour un défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique.....	69
4.18	FFT du courant statorique en fonctionnement à vide: (a) machine saine, (b) machine avec court-circuit entre spires.....	70
4.19	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit entre spire de 5 spires, -c-7 spires, -d- 10 spires.....	70
4.20	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit entre spire de 5 spires, -c- 7 spires -d- 10 spires.....	71
4.21	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44): (a) régime permanent, (b) régime transitoire.....	72
4.22	Caractéristiques électriques et mécaniques de la machine avec deux cassures des barres rotoriques.....	73
4.23	Spectre du courant statorique (FFT): (a) machine saine, (b) machine avec deux barres rotoriques cassées.....	73
4.24	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées.....	74
4.25	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées.....	74
4.26	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44): (a) régime permanent, (b) régime transitoire.....	75
4.27	Caractéristiques électriques et mécaniques de la machine pour un défaut de court-circuit de 10 spires.....	75
4.28	FFT du courant statorique : (a) machine saine, (b) machine avec court-circuit de 10 spires.....	76
4.29	Approximations et détails de l'ondelette db44 à 12 niveaux en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit de 10 spires.....	76
4.30	Approximations et détails de l'ondelette db44 à 12 niveaux en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit de 10 spires.....	77
4.31	Approximations et détails de l'ondelette db44 à 13 niveaux en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit de 10 spires.....	77
4.32	Approximations et détails de l'ondelette db44 à 13 niveaux en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit de 10 spires.....	77
4.33	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44): (a) régime permanent, (b) régime transitoire.....	78
5.1	Différents modes de trajectoire dans le plan de phase.....	81
5.2	Commande équivalente $u_{eq}$ .....	83
5.3	Fonction sign.....	86
5.4	Commande avec un seul seuil.....	86
5.5	Commande adoucie.....	87
5.6	CSV rendu continue.....	87
5.7	Schéma général de la structure de commande par MG.....	91



5.8	Grandeurs électriques et mécaniques estimées et réelles de la commande MG de la machine sans capteur de vitesse.....	91
5.9	Evolution de la vitesse, du couple et courant pour une inversion de vitesse de 100 à -100 rd/s.....	92
5.10	Evolution de la vitesse, couple et le courant pendant son inversion de 10 à -10 rd/s.....	93
5.11	Caractéristique de vitesse: (a) variation de J, (b) variation de $R_s$ .....	93
5.12	Vitesse et courants statoriques pour un défaut de cassure de deux barres rotorique.....	94
5.13	FFT du courant statorique: (a) machine saine, (b) machine avec deux barres cassées.....	95
5.14	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées.....	95
5.15	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées.....	96
5.16	Variation de l'énergie: (a) régime permanent, (b) régime transitoire.....	96
5.17	Vitesse et courants statoriques pour un défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique.....	97
5.18	FFT du courant statorique en fonctionnement à vide: (a) machine saine, (b) machine avec court-circuit entre spires.....	97
5.19	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit entre spire de 5 spires, -c- 7 spires, -d- 10 spires.....	98
5.20	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime permanent: -a- Machine saine, b- Machine avec court circuit entre spires de 5 spires, -c- 7 spires, d- 10 spires.....	99
5.21	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44): (a) régime permanent, (b) régime transitoire.....	99
5.22	Caractéristiques électriques et mécaniques de la machine avec deux cassures des barres rotoriques.....	100
5.23	FFT du courant statorique: (a) machine saine, (b) machine avec deux barres rotoriques cassées.....	101
5.24	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées.....	101
5.25	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées.....	101
5.26	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44): (a) régime permanent, (b) régime transitoire.....	102
5.27	Caractéristiques électriques et mécaniques de la machine pour un défaut de court-circuit de 10 spires.....	103
5.28	Spectre du courant statorique par (FFT) pour une machine: (a) saine, (b) avec court-circuit de 10 spires.....	103
5.29	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec un court circuit de 10 spires.....	104
5.30	Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec un court circuit de 10 spires.....	104
5.31	Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44) pour: (a) régime permanent, (b) régime transitoire.....	104

# Liste des Tableaux

1.1	Méthodes de traitement des signaux.....	12
3.1	Liste de famille d'ondelette.....	33
3.2	Comparaison des raies spectrales du courant statorique.....	39
3.3	Bande de fréquences obtenues par la décomposition en TOD.....	40
4.1	Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple....	61
4.2	Fréquences de défaut de cassure de deux barres rotorique.....	67
4.3	Bande des fréquences associées aux détails et approximations.....	67
4.4	Bande des fréquences de détails et approximations.....	78
5.1	Fréquence caractéristiques du défaut de cassure de deux barres rotoriques....	94
5.2	Bande des fréquences associées aux détails et approximations.....	95
5.3	Fréquence de défaut de court circuit.....	97

# Nomenclature

$f_{cc}$	fréquence de court-circuit Hz
$f_s$	fréquence d'alimentation Hz
$g$	Glissement
$k$	entier naturel (=1, 2, 3...)
$p$	nombre de paires de pôles
$f_{brc}$	fréquence de barre cassée Hz
$f_{roul}$	fréquence des roulements Hz
$f_{ext}$	défaut de la bague externe
$f_{int}$	défaut de la bague interne
$f_v$	fréquences caractéristiques des vibrations Hz
$f_{rot}$	fréquence de rotation du rotor Hz
$f_{bille}$	fréquence de rotation de la bille défectueuse sur la bague extérieure ou intérieure
$f_{cage}$	fréquence de rotation de l'ensemble du train de billes Hz
$f_{exe}$	fréquence d'excentricité Hz
$N_e$	nombre d'encoches rotoriques.
$d$	diamètre de la bille m
$D$	diamètre de la cage m
$\Phi$	angle de contact entre la bille et les bagues
$n_b$	nombre de billes
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	courants des phases statoriques A
$u_a, u_b, u_c$	tensions des phases statoriques V
$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$	courants des phases rotoriques A
$R_s$	résistance propre d'une phase statorique
$R_r$	résistance propre d'une phase rotorique
$L_p, L_f$	inductance principale et inductance de fuite statorique (rotorique)
$L_s (L_r)$	mutuelle inductance entre deux phases statoriques (rotoriques)
$M_{sr}$	mutuelle inductance entre une phase statorique et une phase rotorique
$M_{scc} (M_{rcc})$	mutuelle inductance entre une phase statorique (rotorique) et la bobine en court-circuit.
$\eta_{cc}$	pourcentage de spires en court-circuit
$R_{cc}$	résistance la bobine en court-circuit
$n_{cc}$	nombre de spires en court-circuit
$n_s$	nombre de spires sur une phase saine
$J$	moment d'inertie $Kg\ m^2$
$C_e$	couple électromagnétique N.m
$C_r$	couples résistifs N.m
$n_{bc}$	nombre de spires fictives en défaut
$n_b$	nombre total de spires sur une phase
$\theta_0$	angle repérant le défaut
$i_{dqs}$	composantes biphasées directe et en quadrature du courant statorique A
$\phi_{dqs}$	composantes biphasées directe et en quadrature du flux statorique $W_b$
$R_{eq}$	résistance équivalente au rotor
$R_r$	résistance rotorique saine
$R_{défaut}$	matrice résistance de défaut rotorique
$\omega_s$	pulsation statorique rd/s

$\omega_r$	vitesse électrique de rotation rd/s
$a$	paramètre d'échelle
$b$	paramètre de translation
$A_i$	approximations
$D_i$	détail
$cA_i$	coefficients d'approximation
$cD_i$	coefficients de détail
$db$	ondelettes de Daubechies
$F_{max}$	fréquence maximale
$f$	fréquence d'échantillonnage
$n$	nombre de niveaux
$\Psi_{(t)}$	ondelette mère
$T_e$	période d'échantillonnage
$E$	espérance mathématique
$U_0$	tension de l'étage continu de l'onduleur
$V$	fonction de Lyapunov
$u_{min}, u_{max}$	commande minimale, maximale, respectivement
$u_{eq}$	commande équivalente
$u_n$	commande discontinue
$S(X)$	loi de commutation
$S$	surface de glissement

# Table des Acronymes

MAS	Moteur Asynchrone à Cage
DTC	Direct Torque Control (Commande Directe du couple)
MLI	Modulation de la largeur d'impulsion
FFT	Fast Fourier Transform
STFT	Short Time Fourier Transform
WT	Wavelet Transform
CWT	Continuous Wavelets Transform
DWT	Discrete Wavelet Transform
Dmey	Discrete approximation of Meyer wavelet
TOD	Transformée Ondelettes Discrète
PI	Action Proportionnel Intégral
CSV	Commande à Structure Variable
VSS	Système à Structure Variable
CMG	Commande par Mode Glissant

# Table des Matières

Liste des Figures	i
Liste des Tableaux	v
Table des Acronymes	vi
Nomenclature	viii
Introduction Générale	1
<b>I. Présentation des Différents Défauts de la Machine Asynchrone</b>	
I.1 Introduction .....	03
I.2 Intérêt du diagnostic .....	03
I.3 Constitution de la machine asynchrone.....	04
I.3.1 Le stator.....	05
I.3.2 Le rotor à cage.....	05
I.4 Les différents défauts des machines asynchrones .....	06
I.4.1 Défauts du stator.....	06
I.4.2 Défauts du rotor.....	07
I.4.2.1 Cassures de barres et de portions d'anneaux .....	07
I.4.2.2 Défauts de roulement .....	08
I.4.2.3 Défaut d'excentricité .....	09
I.4.3 Etudes statistiques .....	10
I.5 Méthodes de diagnostic des machines électriques.....	11
I.6 Méthodes de traitement des signaux.....	12
I.7 Conclusion.....	12
<b>II. Modèle Dédié au Défaut de la Machine Asynchrone à Cage</b>	
II.1 Introduction.....	13
II.2 Modèle de défaut statorique de la machine asynchrone.....	13
II.2.1 Modélisation de la machine dans le repère triphasé.....	14
II.2.2 Modélisation de la machine dans le repère de Park.....	17
II.2.3 Modèle d'état de la machine tenant compte du défaut statorique.....	19
II.2.4 Résultats expérimentaux et par simulation de la machine.....	20
II.3 Modèle du défaut rotorique de la MAS a base du schéma équivalent .....	22
II.3.1 Modélisation du défaut de rupture des barres rotoriques.....	23
II.3.2 Modèle d'état de la machine tenant compte du défaut rotorique.....	25
II.3.3 Résultats de simulation et expérimental de la machine avec défaut de cassure des barres.....	25
II.4 Modèle global de la MAS tenant compte des défauts stator/rotor.....	26
II.4.1 Modèle d'état du défaut stator/rotor.....	27
II.4.2 Résultats de simulation et expérimental de la machine en défaut mixte stator/rotor.....	27
II.6 Conclusion .....	28

<b>III.</b>	<b>Diagnostic des Défaits de la Machine Asynchrone à Cage à Base de la Transformée en Ondelette</b>	
III.1	Introduction .....	29
III.2	Analyse du défaut par traitement du signal.....	30
III.2.1	Analyse a base de la transformée de Fourier.....	30
III.2.2	Analyse à base de la transformée de Fourier à fenêtre glissante.....	31
III.2.3	Analyse à base de la transformée en ondelette.....	32
III.2.3.1	Analyse à base de la transformée en ondelettes continue .....	32
III.2.3.2	Analyse à base de la transformée en ondelette discrète .....	33
III.2.3.3	Energie de la décomposition d'ondelette .....	35
III.3	Identification du défaut dans la machine asynchrone par l'analyse TOD.....	35
III.3.1	Application de la transformée d'ondelettes discrète (TOD).....	36
III.3.1.1	Sélection de l'ondelette mère .....	36
III.3.1.2	Choix du nombre de niveaux de décomposition .....	37
III.4	Analyse des résultats expérimentaux et par simulation.....	37
III.4.1	Machine avec défaut rotorique.....	37
III.4.2	Machine avec défaut statorique.....	45
III.5	Conclusion .....	52
<b>IV.</b>	<b>Commande Directe du Couple sans Capteur de Vitesse d'une Machine Asynchrone avec Défaits</b>	
IV.1	Introduction.....	54
IV.2	Principes de la commande directe du couple .....	54
IV.3	Séquence de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé .....	55
IV.4	Stratégie de commande directe du couple et de flux .....	55
IV.4.1	Contrôle du vecteur du flux statorique .....	56
IV.4.2	Contrôle du couple électromagnétique .....	57
IV.5	Description de la structure de contrôle .....	57
IV.5.1	Sélection du vecteur tension $V_s$ .....	57
IV.5.2	Estimation du flux statorique .....	58
IV.5.3	Estimation du couple électromagnétique .....	59
IV.6	Elaboration du vecteur de commande.....	59
IV.6.1	Correcteurs de flux .....	59
IV.6.2	Correcteur de couple .....	60
IV.7	Table de vérité du contrôle direct du couple .....	61
IV.8	Commande directe de couple sans capteur de vitesse .....	62
IV.9	Résultats de simulation .....	62
IV.9.1	Machine saine .....	62
IV.9.2	Machine avec défauts .....	65
IV.9.2.1	Défaut de cassure des barres rotorique.....	66
IV.9.2.2	Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique.....	69
IV.9.2.3	Fonctionnement sans capteur à faible vitesse de la DTC avec défauts.....	72
IV.10	Conclusion .....	78

<b>V.</b>	<b>Commande par Mode Glissant sans Capteur de Vitesse d'une Machine Asynchrone avec défauts</b>	
V.1	Introduction.....	80
V.2	Objectifs de la commande par MG.....	80
V.3	Systèmes à structure variable.....	80
V.4	Modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	81
V.5.	Conception de la commande par MG.....	82
V.6	Principe de la commande par MG.....	82
	V.6.1 Choix de la surface de glissement.....	82
	V.6.2 Conditions d'existence du MG.....	83
	V.6.3 Commande équivalente.....	84
	V.6.4 Commande discontinue de base.....	84
	V.6.4.1 Commande sign.....	85
	V.6.4.2 Commande avec un seul seuil.....	85
	V.6.4.3 Commande adoucie.....	86
	V.6.4.4 Commande intégrale.....	86
V.7	Application de la commande par MG au control de la MAS.....	87
	V.7.1 Choix des surfaces de glissement.....	87
	V.7.2 Conditions de convergence.....	88
	V.7.3 Loi de commande par MG.....	88
V.8	Résultats de simulation .....	91
	V.8.1 Machine saine .....	91
	V.8.2 Machine avec défauts .....	94
	V.8.2.1 Défaut de cassure des barres rotorique.....	94
	V.8.2.2 Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique ....	96
	V.8.2.3 Fonctionnement sans capteur à faible vitesse de la MG avec défauts.....	100
V.9	Conclusion .....	105
	Conclusion générale	106
	Annexe	108
	Bibliographie	116



# **INTRODUCTION GENERALE**

## INTRODUCTION GENERALE

**D**ans tous les secteurs industriels, la sécurité des personnes, du matériel, de l'environnement du travail, la qualité de service et la rentabilité des installations imposent des contraintes sévères de fiabilité et de sûreté de fonctionnement [1]. Cependant, nul des systèmes n'est à l'abri d'une défaillance, par conséquent, ceci exige la mise en œuvre de systèmes de prévoyance et de détection de défauts de manière précoce.

Les machines asynchrones à cage d'écureuil sont largement répandues dans l'industrie en raison de leur fiabilité et construction simple. Elles sont utilisées dans la majorité des secteurs industriels et commerciaux. Cependant, elles sont sujettes à de nombreux défauts à savoir les cassures des barres rotoriques, excentricité au niveau du rotor ou encore les courts-circuits entre spires au stator [2].

Un certain nombre de signaux pour le diagnostic nécessitant une analyse: tremblement sismiques, images médicales, music et plus particulièrement les vibrations et les bruits émis par les systèmes électriques et mécaniques [3].

La transformée de Fourier est une des méthodes classiques couramment utilisée pour le traitement des signaux émis par ces systèmes. Cependant, cette technique demeure désormais limitée du fait que la plupart des signaux contiennent des caractéristiques transitoires ou non stationnaires [4]. Ces caractéristiques sont la partie la plus importante du signal. Il existe d'autres méthodes plus complexes mais plus efficaces.

L'utilisation de la transformée en ondelettes dans l'analyse des signaux pour la surveillance et le diagnostic des défauts des machines électriques, notamment pour les signaux transitoires où la nécessité d'une représentation temps-fréquence est indispensable. L'analyse par ondelettes est devenue un outil d'excellence dans le domaine de la détection temporelle et fréquentielle d'évènements difficilement détectables par d'autres moyens de traitement [4]. Ces dernières années beaucoup de chercheurs, dans ce domaine, ont voulu profiter des propriétés de l'analyse par ondelettes.

L'objectif en premier lieu de la thèse s'articule autour de l'élaboration des modèles simples en vue du diagnostic des divers défauts de la machine asynchrone en boucle ouverte ainsi que l'utilisation des méthodes de traitement de signal pour la détection des défauts à savoir la méthode classique à base de la transformée de Fourier et de l'ondelette. En second lieu est la détection des défauts de la machine asynchrone en boucle fermée en utilisant deux techniques de commande sans capteur de vitesse. Dans ce contexte, la thèse est structurée en cinq chapitres.

Le premier chapitre traite les différents défauts qui peuvent apparaître dans la machine asynchrone, ainsi que les méthodes d'analyse de diagnostic de défauts.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation des différents modèles de la machine asynchrone pour la simulation des défauts de cassures des barres rotoriques et de court-circuit entre spires statoriques.

Le troisième chapitre présente deux méthodes de traitement de signal pour le diagnostic des défauts de la machine asynchrone: la méthode d'analyse de Fourier et la méthode d'ondelette où l'analyse est effectuée sur les signaux mesurables indiquant l'apparition du défaut. Le choix de l'utilisation de la transformation en ondelettes discrète est justifié pour l'analyse de l'évolution des signaux mesurés sans et/ou avec défaut de court-circuit entre spires au stator et de barre(s) cassée(s) au rotor.

Le quatrième chapitre est consacré à l'analyse par FFT et ondelette en boucle fermée de la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone sans capteur en présence des défauts (rupture des barres et court-circuit entre spires) l'application de l'analyse spectrale par FFT et TOD.

Le dernier chapitre est consacré à la commande par mode glissant (MG) de la machine asynchrone sans capteur en présence des défauts (rupture des barres et court-circuit entre spires). Les performances de la commande avec défaut sont effectuées à faible vitesse.

Le travail est terminé par une conclusion générale présentant l'analyse des divers résultats obtenus et les perspectives futures pour l'amélioration de ce modeste travail.

# Chapitre I : **PRESENTATION DES DIFFERENTS**

## **DEFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE**

**I**

# PRESENTATION DES DIFFERENTS DEFAUTS DANS LA MACHINE ASYNCHRONE

## I.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone spécialement le moteur asynchrone joue un rôle important dans le domaine de la conversion de l'énergie électromécanique. Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible coût d'achat de fabrication. Malgré les performances, la machine est soumise de plus en plus à des perturbations auxquelles sont sensibles, provoquant des défaillances à la machine.

La surveillance et le diagnostic des machines électriques représentent donc un enjeu scientifique et économique. Cependant, le mot diagnostic nécessite la connaissance d'une terminologie variée comme par exemple, la sûreté de fonctionnement qui peut être définie par l'aptitude d'une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Elle est scientifiquement caractérisable par l'étude statique et dynamique des systèmes du point de vue prévisionnel, opérationnel et expérimental, en tenant compte des aspects de probabilités et de conséquences liées aux défaillances [4].

La surveillance est un moyen de garantir le bon fonctionnement des systèmes. Le diagnostic est une partie de la surveillance qui a pour objectif de trouver la cause des dysfonctionnements. Multiples défaillances peuvent apparaître dans la machine asynchrone. Elles peuvent être prévisibles ou intempestives, mécaniques, électriques ou magnétiques et leurs causes sont très variées [5].

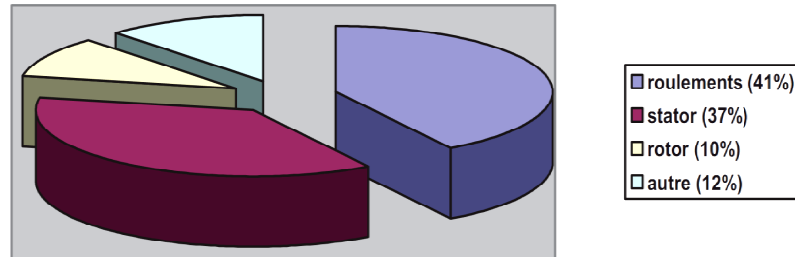
L'étude des défauts des machines asynchrones a un double objectif [6]:

- Comprendre leur genèse de manière à prévoir leur gravité et leur développement,
- Analyser leur impact sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant, à posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance.

## I.2 INTERET DU DIAGNOSTIC

Pendant leurs fonctionnements, les moteurs peuvent être exposés à différents environnements hostiles ou avoir des défauts de fabrications. Les différents défauts internes du moteur (courts-circuits entre spires, roulements, excentricité du rotor, ruptures de barres au rotor) et les différents défauts externes du moteur (coupure de phase, surcharge mécanique, rotor bloqué, surcharge électrique) peuvent se produire tôt ou tard[7].

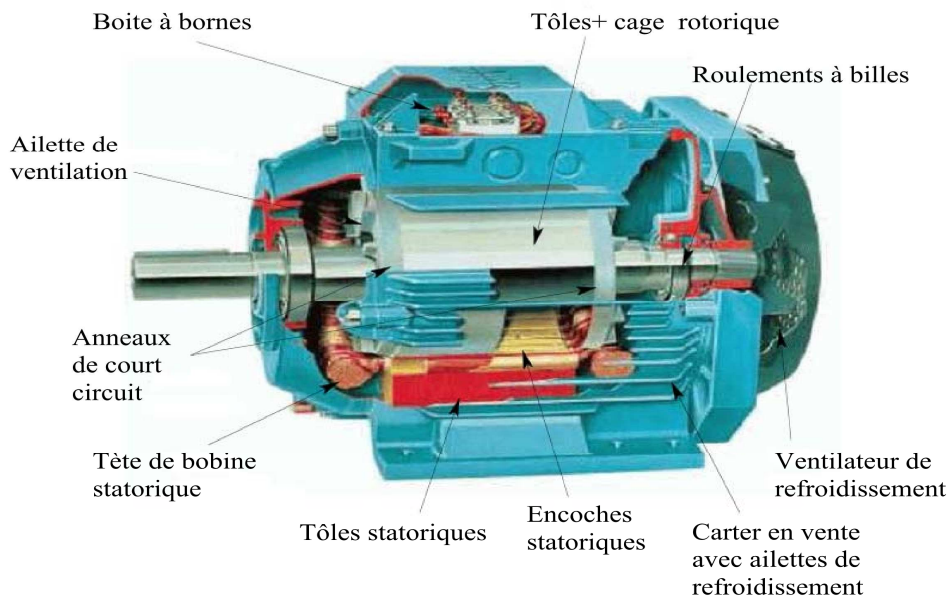
Le problème des défauts dans les machines asynchrone a été l'objet de plusieurs travaux de recherches : [8-11]. De nombreux travaux ont suivi dans la même voie, ou ont été initiés pour le diagnostic des autres défauts de la machine, comme l'excentricité du rotor [12-14], les courts-circuits [14-17] et les roulements [18-20]. Une étude conduite pour *IEEE* [IEE-85] a établi une statistique des différents défauts pouvant intervenir dans une machine électrique (Fig. 1.1).



**Fig. 1.1:** Répartition des défauts dans la machine asynchrone

### I.3 CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieure ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor: bobiné ou à cage d'écureuil. Les éléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil sont illustrés dans la figure 1.2.



**Fig. 1.2:** Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

### I.3.1 Le stator

Le stator est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure 1.3). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties: les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.

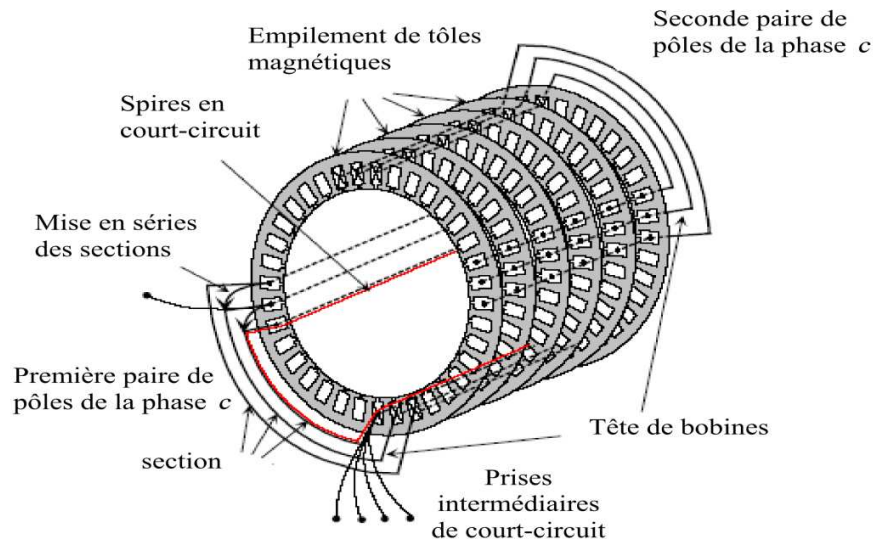


Fig. 1.3: Vue schématique en perspective du stator [21]

### I.3.2 Le rotor à cage

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties et constituent le circuit du rotor (figure 1.4). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné [22].

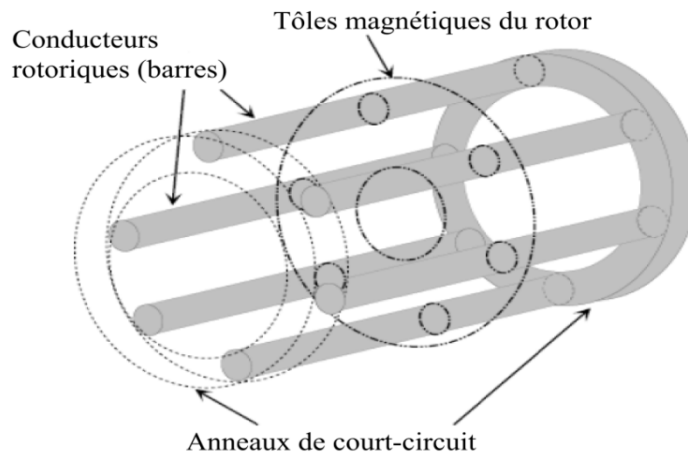


Fig. 1.4: Vue schématique en perspective du rotor [21].

## I.4 DIFFERENTS DEFAUTS DANS LES MACHINES ASYNCHRONES

En général, les défauts dans le moteur asynchrone peuvent être classés en défauts électriques et mécaniques. Les défauts électriques/asymétries peuvent être classés en défauts statoriques et rotoriques. Tous ces défauts possibles dans les moteurs asynchrones et de leurs sous-ensembles correspondants sont résumés comme représentés dans le schéma fonctionnel de la figure 1.5.

Pour des études statistiques nous révèlent que certaines pannes électriques et mécaniques sont plus fréquentes que d'autres. Parmi les défauts majeurs dans la machine asynchrone comme cassures de barres [23-25], portions d'anneaux rotoriques [26-28] et court-circuit internes statoriques [29-32].

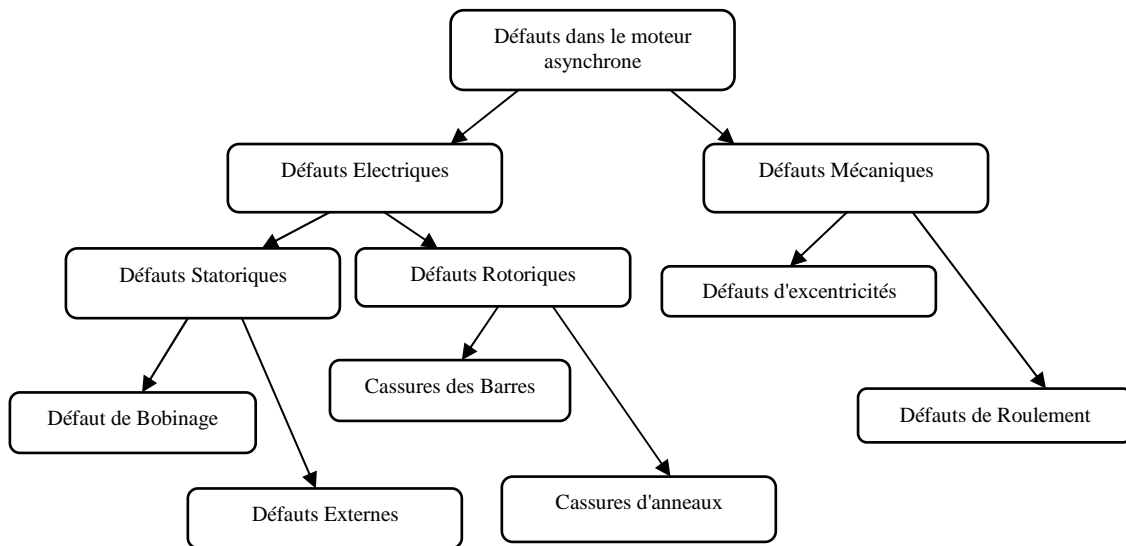


Fig. 1.5: Défauts dans la machine asynchrone triphasée à cage

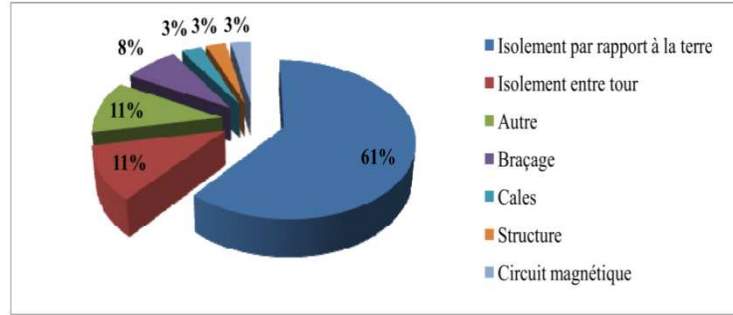
### I.4.1 Défauts statorique

La majeure partie des défauts au stator des machines asynchrones est due à des défauts d'isolement (figure 1.6). Le défaut de court-circuit entre spires peut être causé par une dégradation des isolants des spires du bobinage statorique. Il apparaît à l'intérieur des encoches statoriques, entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée et une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, et provoque l'arrêt net de la machine.

D'autre types de court-circuit au stator sont généralement distingués:

- court-circuit entre spires,
- court-circuit entre phases,
- court-circuit entre phase et le bât.





**Fig. 1.6:** Répartition des défauts liés au stator

Les défauts statoriques les plus courants sont la mise en court-circuit d'une ou plusieurs spires de son bobinage, la fréquence caractéristique de ce défaut est [33]:

$$f_{cc} = f_s \left\{ \frac{n}{p} (1-g) \pm k \right\} \quad (1.1)$$

avec :

$f_{cc}$ : fréquence de "court-circuit"

$f_s$ : fréquence d'alimentation

$n=1, 2, 3$  ,  $k=1, 3, 5$  et  $p$ : nombre de paires de pôles

## I.4.2 Défauts rotorique

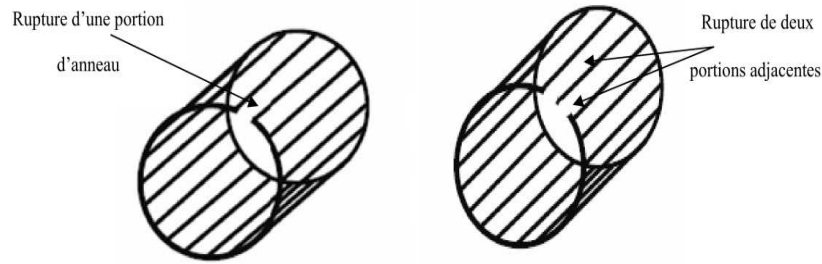
Les défauts rotoriques les plus rencontrés dans la machine asynchrone peuvent être classés comme suit [34]:

- rupture d'une barre rotorique,
- rupture de l'anneau,
- court-circuit dans les enroulements rotoriques.

### I.4.2.1 Cassures des barres et des portions d'anneaux

La cage d'écureuil étant parfois constituée d'une matière de faible soudabilité, telle que l'aluminium, des cassures peuvent apparaître au niveau de la soudure entre les barres et les anneaux de court-circuit, (figure 1.7).

La détection de ces défaillances est difficile par le fait que lors de leurs apparitions, la machine continue de fonctionner. Le courant que conduisait une barre cassée, se répartit sur les barres adjacentes. Ces barres sont alors surchargées, ce qui conduit à leurs ruptures et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine, ceci va générer des vibrations et l'apparition de défauts mécaniques.



**Fig. 1.7:** Rupture d'une et de deux portions d'anneaux de court-circuit

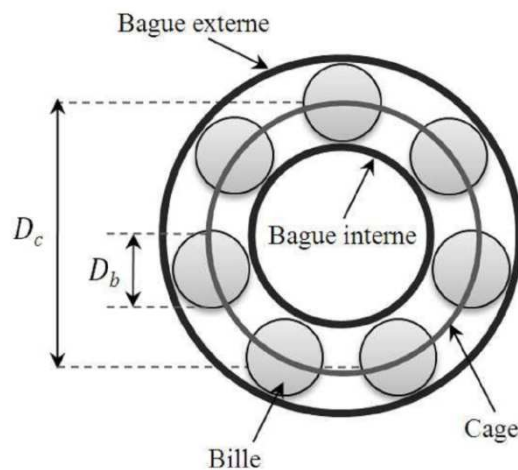
Une asymétrie rotorique générée par la présence de barres rotoriques cassées produit des raies spectrales autour de la fréquence fondamentale  $f_s$  [35], telles que:

$$f_{\text{brc}} = f_s (1 \pm 2kg) \quad (1.2)$$

avec  $k=1, 2, \dots, g$ : glissement

#### I.4.2.2 Défaits de roulement

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques, les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix de matériau à l'étape de fabrication, les problèmes de rotation au sein de la culasse de roulement causés par un enroulement abîmé, écaillé ou fissuré peuvent créer des perturbations au sein de la machine, nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine asynchrone ce qui pour des vitesses importantes peut provoquer la détérioration de ces derniers, Fig. (1.8), [36].



**Fig 1.8:** Dimensions du roulement à bille [34]

Pour les harmoniques contenus dans le spectre du courant statorique peuvent être décrits par l'expression suivante [37]:

$$f_{\text{roul}} = |f_s \pm kf_v| \quad (1.3)$$

où :  $k=1, 2, \dots$ , et  $f_v$  est l'une des fréquences caractéristiques des vibrations.

Les fréquences caractéristiques des vibrations dépendent de l'élément du roulement affecté par un défaut et sont liées aux paramètres physiques du roulement [37].

$$\text{▪ Défaut de la bague externe: } f_{\text{ext}} = \frac{n_b}{2} \cdot f_{\text{rot}} \cdot \left[ 1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right] \quad (1.4)$$

$$\text{▪ Défaut de la bague interne: } f_{\text{int}} = \frac{n}{2} \cdot f_{\text{rot}} \cdot \left[ 1 + \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right] \quad (1.5)$$

$$\text{▪ Défaut de bille: } f_{\text{bille}} = \frac{D}{2 \cdot d} \cdot f_{\text{rot}} \cdot \left[ 1 - \left( \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right)^2 \right] \quad (1.6)$$

$$\text{▪ Défaut dans la cage de la bille: } f_{\text{cage}} = \frac{1}{2} \cdot f_{\text{rot}} \cdot \left[ 1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \phi \right] \quad (1.7)$$

avec : -  $n_b$ : nombre de billes,

-  $d$ : diamètre des billes,

-  $D$ : diamètre de la cage

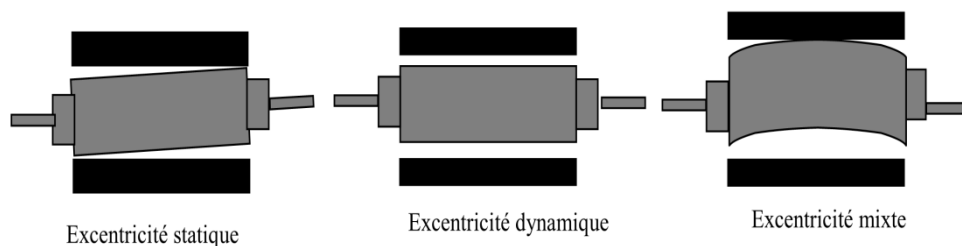
-  $\Phi$ : angle de contact entre la bille et les bagues

$f_{\text{ext}}$  et  $f_{\text{int}}$  correspondent respectivement à la fréquence de passage des billes sur la partie défaillante de la bague extérieure ou intérieure,  $f_{\text{bille}}$  correspond à la fréquence de rotation de la bille défectueuse sur la bague extérieure ou intérieure,  $f_{\text{cage}}$  correspond à la fréquence de rotation de l'ensemble du train de billes.

#### I.4.2.3 Défaut d'excentricité

Un défaut d'excentricité dans une machine électrique correspond à un décentrement du rotor par rapport au stator, entraînant une variation de l'entrefer. Il existe trois types de défaut d'excentricité :

- excentricité statique correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor reste fixe mais ne coïncide pas avec l'axe de symétrie du stator.
- excentricité dynamique correspondant au cas où l'axe de rotation du rotor n'est pas fixe mais tourne autour de l'axe de symétrie du stator.
- excentricité mixte qui est une combinaison d'excentricités statique et dynamique.



**Fig. 1.9:** Défauts d'excentricité

Les excentricités d'entrefer peuvent être détectées, en surveillant les raies latérales de la fréquence d'alimentation  $f_s$  [37], [39]:

$$f_{exc} = f_s \left[ 1 \pm k \frac{(1-g)}{p} \right] \quad (1.8)$$

avec :  $k=1, 2, 3, \dots$ ,  $p$ : nombre de paires de pôles,  $g$ : glissement

La détection des excentricités est aussi possible en surveillant les harmoniques principales d'encoches du courant et certaines de leurs composantes spectrales [40]. Cette méthode nécessite la connaissance du nombre d'encoches rotoriques  $N_e$ .

$$f_{enc+exc} = f_s \left[ (kN_e \pm n_d) \frac{(1-g)}{p} \pm n_w \right] \quad (1.9)$$

avec:  $k = 1, 2, 3, \dots$  et  $n_w = 1, 3, 5, 7, \dots$

$N_e$ : nombre d'encoches rotoriques,

$p$ : nombre de paires de pôles,

$g$ : glissement,

$n_d = 0$ , cas d'une excentricité statique,

$n_d = 1$ , cas d'une excentricité dynamique.

La présence d'une excentricité statique, modifie l'amplitude des harmoniques principales d'encoches du courant statorique, tandis que celle d'une excentricité dynamique fait apparaître de nouvelles raies spectrales.

### I.4.3 Etude statistiques

Une étude statistique, effectuée en 1988, par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels [41] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) a donné les résultats suivants représentés sur la figure 1.10.

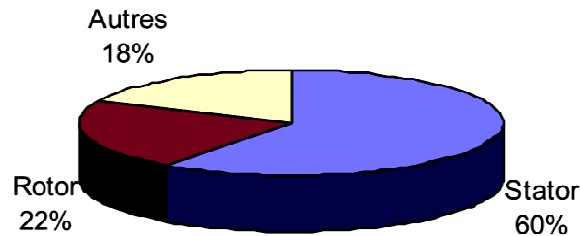


Fig. 1.10: Proportions des défauts.

D'autre part les mêmes études [42] montrent qu'entre 1973 et 1988, les pannes au stator sont passées de 78% à 60% et au rotor de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période.

La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est comme suit:

Enroulements stator	: 51 %	Tôlerie stator	: 9 %
Défauts au rotor	: 22 %	Roulements	: 8 %
Autres	: 10 %		

Une autre étude statistique faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1MW) donne les résultats suivants [42]:

Enroulements stator	: 13 %	Couplage mécanique	: 4 %
Défauts au rotor	: 8 %	Roulement	: 41 %
Autres	: 34 %		

### I.5 METHODES DE DIAGNOSTIC DES MACHINES ELECTRIQUES [43]

La figure 1.11 présente le diaporama des méthodes de diagnostic des machines électriques.

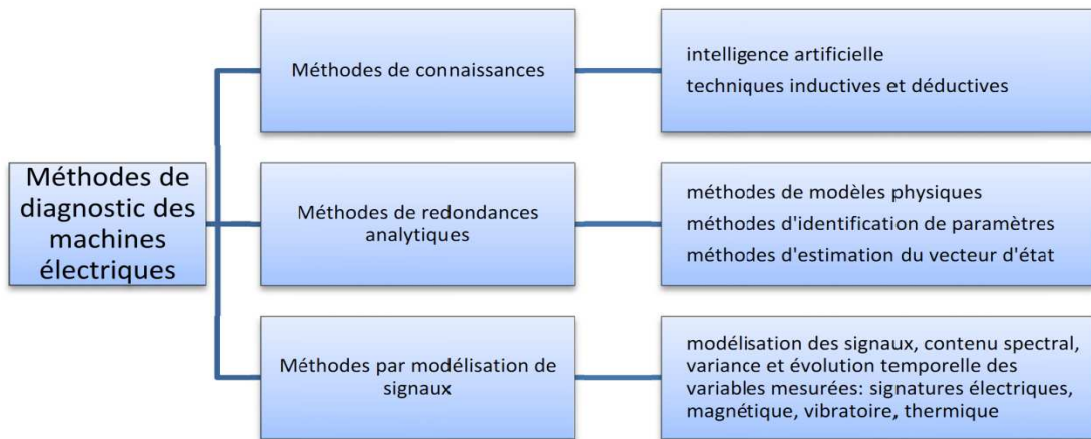


Fig. 1.11: Diaporama des méthodes de diagnostic des machines électriques

▫ **Méthodes de connaissances:** n'utilisent pas de modèle mathématique pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expérience humaine confortée par des retours d'expérience. Les techniques basées sur le artificielle l'intelligence mettent en œuvre la reconnaissance de formes, les systèmes experts, les réseaux de neurones et la logique floue [44], [46], qui peuvent être utilisés de manière indépendants ou combinés pour améliorer leur efficacité. Les méthodes inductives ou déductives ne s'appliquent pas directement au diagnostic, mais peuvent y aider. Elles sont essentiellement utilisées pour définir les causes des défauts en utilisant des modèles de pannes.

▫ **Méthodes de redondances analytiques:** se basent sur une modélisation quantitative du système et exploitent les relations entre les variables du système considéré pour identifier les paramètres physiques à surveiller. On y distingue trois classes: les méthodes de modèles physiques, les méthodes d'identification des paramètres et les méthodes d'estimation du vecteur d'état.

▫ **Méthodes par modélisation de signaux:** sont des méthodes basées sur une modélisation des signaux, le contenu spectral, la variance et l'évolution temporelle des variables mesurées. Ces méthodes exploitent essentiellement les signatures électrique, magnétique, vibratoire, thermique ou la puissance instantanée.

## I.6 METHODES DE TRAITEMENT DES SIGNAUX

Le traitement numérique du signal fait aujourd'hui partie intégrante de la culture technique des ingénieurs de tous secteurs industriels. De plus, l'explosion des capacités des ordinateurs et des processeurs de signaux en termes de mémoire et de vitesse de traitement permet l'utilisation pour l'ingénieur de techniques d'analyse temps-fréquence, temps-échelle et d'analyse spectrale haute résolution.

Tableau 1.1: Méthodes de traitement des signaux

Signal Périodique	Signal Stochastique	Signal non-stationnaire
- FFT	- Analyse spectrale	- STFT
- Filtrage	- ARMA	- Ondelettes
- Densité spectrale	- Analyse de corrélation	- ARMA
- Analyse de corrélation	.....	.....
.....		

## I.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone à cage d'écurie et les termes ainsi que les notions utilisées en diagnostic sont présentées. Une syntonisation des défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone, leurs causes et leurs signatures, ainsi que les techniques de diagnostic utilisées.

Comme le travail de thèse est consacré à l'étude et à la simulation des défauts de types: court-circuit entre spires au stator et cassures de barres dans la cage rotorique du moteur asynchrone. Un modèle mathématique fiable, décrivant le comportement de la machine à l'état sain et avec défaut sera présenté, ce qui fera l'objet du deuxième chapitre.

# Chapitre II: **MODELES DEDIES AUX DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE**

**II**

# MODELES DEDIES AUX DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

## II.1 INTRODUCTION

Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sont les plus fréquemment utilisées en raison de leur robustesse, simplicité de construction et leur coût. Ainsi, leur maintenance et leur surveillance permettent de rentabiliser les installations. Il est donc important de développer des outils de diagnostic pour détecter de manière précoce les défauts naissants qui peuvent apparaître dans ces machines.

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone ont fait l'objet de nombreux travaux [47-51], que ce soit dans le but du dimensionnement, de la commande ou le diagnostic. Le modèle [52] est utilisé pour produire des courants à la fois sains et défectueux d'un moteur asynchrone. Ce modèle peut être caractérisé par deux modes tels que le mode "commun" et le mode "différentiel". Le mode commun fait référence au modèle dynamique du fonctionnement sain de la machine, tandis que le mode différentiel se réfère au fonctionnement en défaut.

Dans ce chapitre, on présente les modèles qui tiennent comptes des défauts de la machine asynchrone: un modèle de défaut de type statorique traduisant le dysfonctionnement de la machine en présence du court-circuit entre spires au stator, un modèle de défaut rotorique de type cassures des barres, ainsi un modèle mixte pour le cas d'un défaut simultané stator/rotor.

## II.2 MODELE DE DEFAUT STATORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Les défauts dans les enroulements statoriques sont l'une des causes les plus importantes de défauts dans la machine asynchrone. Ces défauts sont provoqués suite à une action thermique, mécanique, électrique et de l'environnement du système d'isolation. Toutes ces contraintes interagissent les uns avec les autres de manière à ce que se dégrader dans le système d'isolation. Les différents types de défauts statoriques les plus couramment rencontrés et qui peuvent se développer dans telles contraintes sont le défaut de court-circuit entre spires [53-55].



D'après [52], la machine asynchrone présente en plus du comportement dynamique conventionnel, un comportement dû au défaut. Une machine asynchrone triphasée à cage d'écurueil est constituée au stator de trois bobines alimentées par une source triphasée et au rotor de trois bobines fictives équivalentes en court-circuit.

Les hypothèses simplificatrices considérées pour l'élaboration du modèle de la machine asynchrone sont:

- la répartition de la force magnétomotrice est supposée sinusoïdale,
- la machine est supposée symétrique,
- le rotor est représenté par un bobinage triphasé équivalent,
- les pertes fer sont supposées négligeables,
- l'entrefer est lisse,
- les circuits magnétiques sont considérés non saturés,
- l'effet de peau est considéré négligeable.

### II.2.1 Modélisation de la machine dans le repère triphasé [52]

Les équations électriques des trois phases statoriques et rotoriques servent du point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone à cage. Elle est constituée au stator de trois bobines alimentées par une source triphasée et au rotor de trois bobines fictives équivalentes en court-circuit. On définit les vecteurs des tensions et courants statoriques par  $\underline{u}_s$  et  $\underline{i}_s$  ainsi que le vecteur des courants rotoriques par  $\underline{i}_r$  sur les trois bobinages triphasés au stator et au rotor:

$$\underline{u}_s = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad \underline{i}_s = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad \underline{i}_r = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

La figure 2.1 illustre le stator d'une machine asynchrone avec court-circuit sur la phase  $b_s$  du stator. L'effet du défaut dans la machine se traduit par un nouveau bobinage  $B_{cc}$ , dont le nombre de spires est égal au nombre de spires en court-circuit et la direction égale à  $2\pi/3$  (direction de la phase  $b_s$ ). Afin de définir ce défaut, il est nécessaire d'introduire deux paramètres [52]:

– L'angle électrique, noté " $\theta_{cc}$ " repérant le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase  $a_s$ . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les trois valeurs 0,  $2\pi/3$  ou,  $-2\pi/3$  correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases a, b ou c.

– Le rapport de court-circuit noté  $\eta_{cc}$  égal au rapport du nombre de spires en court-circuit sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de spires en court-circuit.

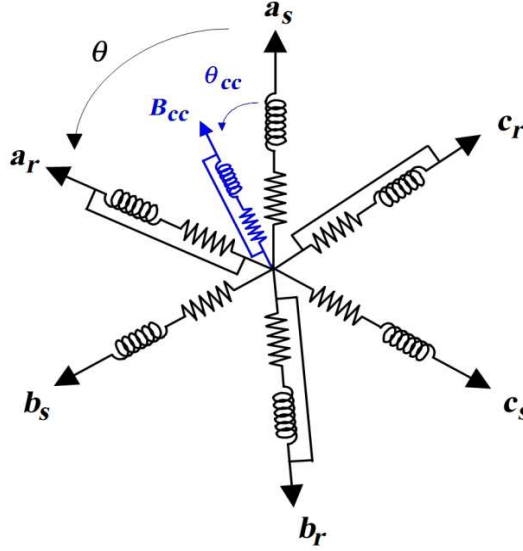


Fig. 2.1: Représentation de la machine avec court-circuit sur la phase  $b_s$  [52]

En considérant l'hypothèse de la linéarité, qui sera donc équivalente à un fonctionnement «commun» produisant un champ tournant et d'un fonctionnement «différentiel» à l'origine d'un champ supplémentaire orienté selon l'axe de la bobine en défaut. Les équations de tensions et de flux de la machine asynchrone en défaut de court-circuit s'écrivent alors:

$$\begin{cases} u_s = [R_s]i_s + \frac{d}{dx}\phi_s \\ 0 = [R_r]i_r + \frac{d}{dx}\phi_r \\ 0 = R_{cc}i_{cc} + \frac{d}{dx}\phi_{cc} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} \phi_s = [L_s]i_s + [M_{sr}]i_r + [M_{scc}]i_{cc} \\ \phi_r = [M_{rs}]i_s + [L_r]i_r + [M_{rcc}]i_{cc} \\ \phi_{cc} = [M_{ccs}]i_s + [M_{ccr}]i_r + L_{cc}i_{cc} \end{cases} \quad (2.3)$$

où

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
[L_s] &= \begin{bmatrix} L_{psa} + L_{f_{sa}} & -\frac{L_{sab}}{2} & -\frac{L_{sac}}{2} \\ -\frac{L_{sab}}{2} & L_{psb} + L_{f_{sb}} & -\frac{L_{sbc}}{2} \\ -\frac{L_{sac}}{2} & -\frac{L_{sbc}}{2} & L_{psc} + L_{f_{sc}} \end{bmatrix} \\
[L_r] &= \begin{bmatrix} L_{pra} + L_{f_{ra}} & -\frac{L_{rab}}{2} & -\frac{L_{rac}}{2} \\ -\frac{L_{rab}}{2} & L_{prb} + L_{f_{rb}} & -\frac{L_{rbc}}{2} \\ -\frac{L_{rac}}{2} & -\frac{L_{rbc}}{2} & L_{prc} + L_{f_{rc}} \end{bmatrix} \\
[M_{sr}] &= \begin{bmatrix} M_{s_a r_a} \cos(\theta) & M_{s_a r_b} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{s_a r_c} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{s_b r_a} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{s_b r_b} \cos(\theta) & M_{s_b r_c} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{s_c r_a} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{s_c r_b} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{s_c r_c} \cos(\theta) \end{bmatrix} \\
[M_{rs}] &= [M_{sr}]^T
\end{aligned}$$

Ainsi, l'ensemble de ces hypothèses permettent d'écrire:

$$\begin{cases} R_{sx} = R_s \\ R_{ry} = R_r \\ L_{psx} = L_{pry} = L_{sxy} = L_{rxy} = M_{sxry} = L_p \end{cases}$$

Aussi, on peut aisément écrire les différentes mutuelles inductances sous forme matricielle comme suit:

$$M_{sr}(\theta) = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(\theta) T_{23} \quad (2.4)$$

$$M_{rs}(\theta) = M_{sr}(\theta)^T = \frac{3}{2} L_p T_{32} P(-\theta) T_{23} \quad (2.5)$$

avec:

$$T_{23} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \text{ et } T_{32} = T_{23}^T$$

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} : \text{matrice de rotation d'angle } \theta$$

Les résistances sont proportionnelles au nombre de spires, la résistance  $R_{cc}$  de la bobine  $B_{cc}$  s'écrit simplement en fonction de la résistance  $R_s$  des trois phases statoriques sans défaut:

$$R_{cc} = \eta_{cc} \cdot R_s \quad (2.6)$$

avec:

$$\eta_{cc} = \frac{\eta_{cc}}{\eta_s} = \frac{\text{Nombre despires en court - circuit}}{\text{Nombre despires sur une phase - saine}} \quad (2.7)$$

Le circuit magnétique emprunté par les lignes de champ coupant la bobine  $B_{cc}$  en court-circuit est identique à celui emprunté par les lignes de champ coupant la phase statorique en défaut (reluctance identique). Ainsi, on peut écrire les différentes inductances et mutuelles inductances de la bobine  $B_{cc}$  par rapport aux phases statoriques et rotoriques de la machine:

- Inductance de court-circuit

$$L_{cc} = \eta_{cc}^2 (L_p + L_f) \quad (2.8)$$

- Mutuelle entre phase de court-circuit et les phases statoriques

$$\begin{aligned} [M_{ccs}] &= \eta_{cc} L_p \left[ \cos(\theta_{cc}) \quad \cos(\theta_{cc} - \frac{2\pi}{3}) \quad \cos(\theta_{cc} + \frac{2\pi}{3}) \right] \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] T_{23} \end{aligned} \quad (2.9)$$

- Mutuelle entre phases statoriques et phase de court-circuit

$$[M_{scc}] = [M_{ccs}]^T = \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} L_p T_{32} [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^T \quad (2.10)$$

- Mutuelle entre phase de court-circuit et les phases rotoriques

$$\begin{aligned} [M_{ccr}] &= \eta_{cc} L_p \left[ \cos(\theta_{cc} - \theta) \quad \cos(\theta_{cc} - \theta - \frac{2\pi}{3}) \quad \cos(\theta_{cc} - \theta + \frac{2\pi}{3}) \right] \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} L_p [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] P(\theta) T_{23} \end{aligned} \quad (2.11)$$

- Mutuelle entre phases rotoriques et phase de court-circuit

$$[M_{rcr}] = [M_{ccr}]^T = \sqrt{\frac{3}{2}} \eta_{cc} L_p T_{32} P(-\theta) [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})]^T \quad (2.12)$$

## II.2.2 Modélisation de la machine dans le repère de *Park*

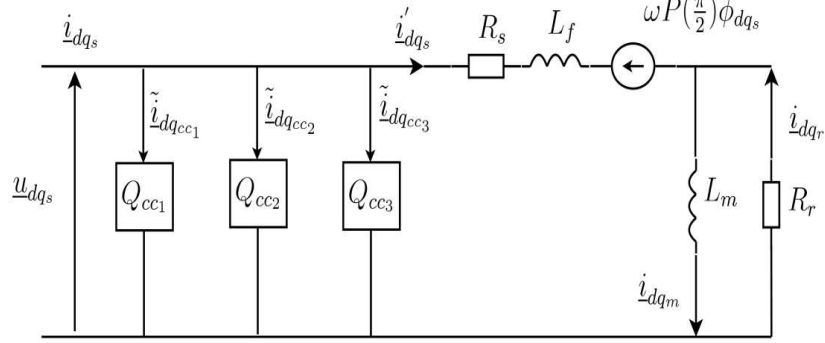
Ce modèle comporte des quadripôles de courts circuits pour expliquer un éventuel défaut sur plusieurs phases. La transformation triphasé-biphasé aboutit à des grandeurs électriques ramenées au stator par les relations:

$$x_{dq_{s,r}} = P(-\theta) T_{23} x_{s,r} \quad (2.13)$$

La transformation triphasée-biphasée est effectuée uniquement sur les grandeurs du régime sain. Le principe d'élaboration du modèle de défaut est de découpler le mode commun (modèle triphasé équilibré) du mode différentiel correspondant à la bobine en défaut, le déséquilibre agit uniquement sur ce dernier. Ainsi, en présence d'un court-circuit,

la machine devient certes non équilibrée, du fait de la présence d'un champ supplémentaire au stator mais ce déséquilibre est directement traduit par le bobinage de défaut  $B_{cc}$  [56].

La figure 2.2 illustre le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone dans le repère de *Park* en régime transitoire, en tenant compte d'un éventuel défaut de court-circuit et avec les fuites totalisées au stator.



**Fig. 2.2:** Modèle général de court-circuit dans le repère de *Park* [56]

Pour un référentiel noté (x) tournant à une vitesse  $\omega_{rep}$  par rapport au stator, l'ensemble des équations électriques de la machine asynchrone en défaut de court-circuit statorique s'écrivent [56]:

$$\begin{cases} \underline{u}_{dqs} = R_s \dot{\underline{i}}_{dqs}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dqs}^{(x)} + \omega_{rep} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \underline{\phi}_{dqs}^{(x)} \\ 0 = R_r \dot{\underline{i}}_{dqr}^{(x)} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dqr}^{(x)} + (\omega_{rep} - \omega_r) P\left(\frac{\pi}{2}\right) \underline{\phi}_{dqr}^{(x)} \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\begin{cases} \underline{\phi}_{dqs}^{(x)} = (L_f + L_m) \dot{\underline{i}}_{dqs}^{(x)} + L_m \dot{\underline{i}}_{dqr}^{(x)} \\ \underline{\phi}_{dqr}^{(x)} = L_m (\dot{\underline{i}}_{dqs}^{(x)} + \dot{\underline{i}}_{dqr}^{(x)}) \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} \dot{\underline{i}}_{dqs}^{(x)} = \dot{\underline{i}}_{dqs}^{(x)} + \tilde{\underline{i}}_{dqcc}^{(x)}, \text{ et } \tilde{\underline{i}}_{dqcc}^{(x)} = \sum_{k=1}^3 \tilde{\underline{i}}_{dqcc_k}^{(x)} \\ \tilde{\underline{i}}_{dqcc_k}^{(x)} = \sum_{k=1}^3 \frac{2}{3} \frac{\eta_{cc_k}}{R_s} P(-\theta_{rep}) Q(\theta_{cc_k}) P(\theta_{rep}) \underline{u}_{dqs}^{(x)} \end{cases} \quad (2.16)$$

avec:

$$- \frac{d\theta_{rep}}{dt} = \omega_{rep};$$

– le rapport de court-circuit  $\eta_{cc_k} = \frac{\eta_{cc_k}}{\eta_s}$  est égal au rapport du nombre de spires en court-circuit de la  $k^{ème}$  phase sur le nombre total de spires dans une phase statorique sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de spires en court-circuit;

– le courant  $\tilde{\underline{i}}_{dqcc_k}^{(x)}$  correspond au courant de court-circuit de la  $k^{ème}$  phase;

– l'angle électrique  $\theta_{cc_k}$ , repère le bobinage en court-circuit par rapport à l'axe de référence de la phase  $a_s$ . Ce paramètre permet la localisation du bobinage en défaut et ne peut prendre que les trois valeurs  $0$ ,  $\frac{2\pi}{3}$  ou,  $-\frac{2\pi}{3}$  correspondant respectivement à un court-circuit sur les phases  $a_s, b_s$  ou  $c_s$  ;

– la matrice  $Q(\theta_{cc_k})$  permet de situer l'angle du bobinage en court-circuit.

$$Q(\theta_{cc_k}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc_k})^2 & \cos(\theta_{cc_k})\sin(\theta_{cc_k}) \\ \cos(\theta_{cc_k})\sin(\theta_{cc_k}) & \sin(\theta_{cc_k})^2 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

### II.2.3 Modèle d'état de la machine tenant compte du défaut statorique

En choisissant un référentiel lié au rotor, après simplifications, on obtient un modèle de la machine asynchrone tenant compte du défaut statorique dont le système d'équation s'écrit par:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(\omega).x(t) + B u(t) \\ Y = C.x(t) + D u(t) \end{cases} \quad (2.18)$$

avec:

$$x = \begin{bmatrix} i'_{ds} & i'_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^T, \quad u = \begin{bmatrix} U_{ds} & U_{qs} \end{bmatrix}^T, \quad Y = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} & \omega & \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} & \frac{\omega}{L_f} \\ -\omega & -\frac{R_s + R_r}{L_f} & -\frac{\omega}{L_f} & \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \\ R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} & 0 \\ 0 & R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D = \sum_{k=1}^3 \frac{2\eta_{cc_k}}{3R_s} P(-\theta)Q(\theta_{cc_k})P(\theta)$$

L'équation électromécanique de la machine:

$$C_{em}(t) - C_r = J \frac{d\Omega(t)}{dt} + f\Omega(t) \quad (2.19)$$

L'expression du couple:

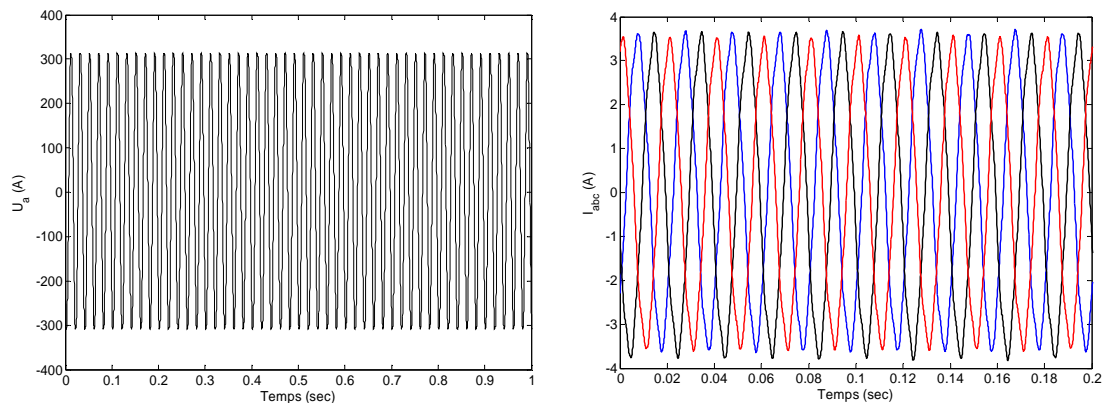
$$C_{em} = p(i_{qs}\phi_{dr} - i_{ds}\phi_{qr}) \quad (2.20)$$

### II.2.4 Résultats expérimentaux et par simulation de la machine

Les tests expérimentaux sont effectués sur un banc expérimental au sein du laboratoire LGEB de *Biskra*. Le moteur utilisé est de puissance de 1.1kW, 4 pôles, 230/400V, 1425tr/mn et une fréquence de 50 Hz. La machine est alimentée directement par le réseau avec une charge constituée par un frein à poudre magnétique. L'acquisition est réalisée sur une carte *dSPACE* 1104 via le logiciel "*Control Desk*". Il faut cependant s'assurer que les tensions sont parfaitement équilibrées.

La simulation du modèle (Eq.2.18), se fait dans l'environnement *Matlab/ Simulink*, la méthode de résolution numérique est celle de *Runge-Kutta* d'ordre 4 avec une période d'échantillonnage de 0.1ms. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A.

La figure 2.3 montre clairement en régime permanent que les courants statoriques sont parfaitement sinusoïdaux et équilibrés.



**Fig.2.3:** Tension et courants statoriques expérimentaux à l'état sain

Les résultats de simulation et expérimentaux sont illustrés sur la figure 2.4. Un défaut de court-circuit de 12,5 % qui correspond à 58 spires en court-circuit sur la phase  $b_s$ , chaque phase étant constituée de 464 spires. La figure 2.4 montre l'accroissement en courant dans les phases  $a_s$ ,  $b_s$ ,  $c_s$  du stator suite au défaut de court circuit en charge de 6 N.m de la machine. On remarque que le courant dans la phase en défaut atteint 1.5 fois le courant nominal de la machine.

En expérimentation ainsi en simulation, le défaut de court-circuit entre spires est effectué par le biais d'une résistance shunt pour limiter le courant dans la phase en défaut.

En effet le courant dans les spires en court-circuit révèle un courant d'environ 7 fois le courant nominal de la machine (Fig.2.5).

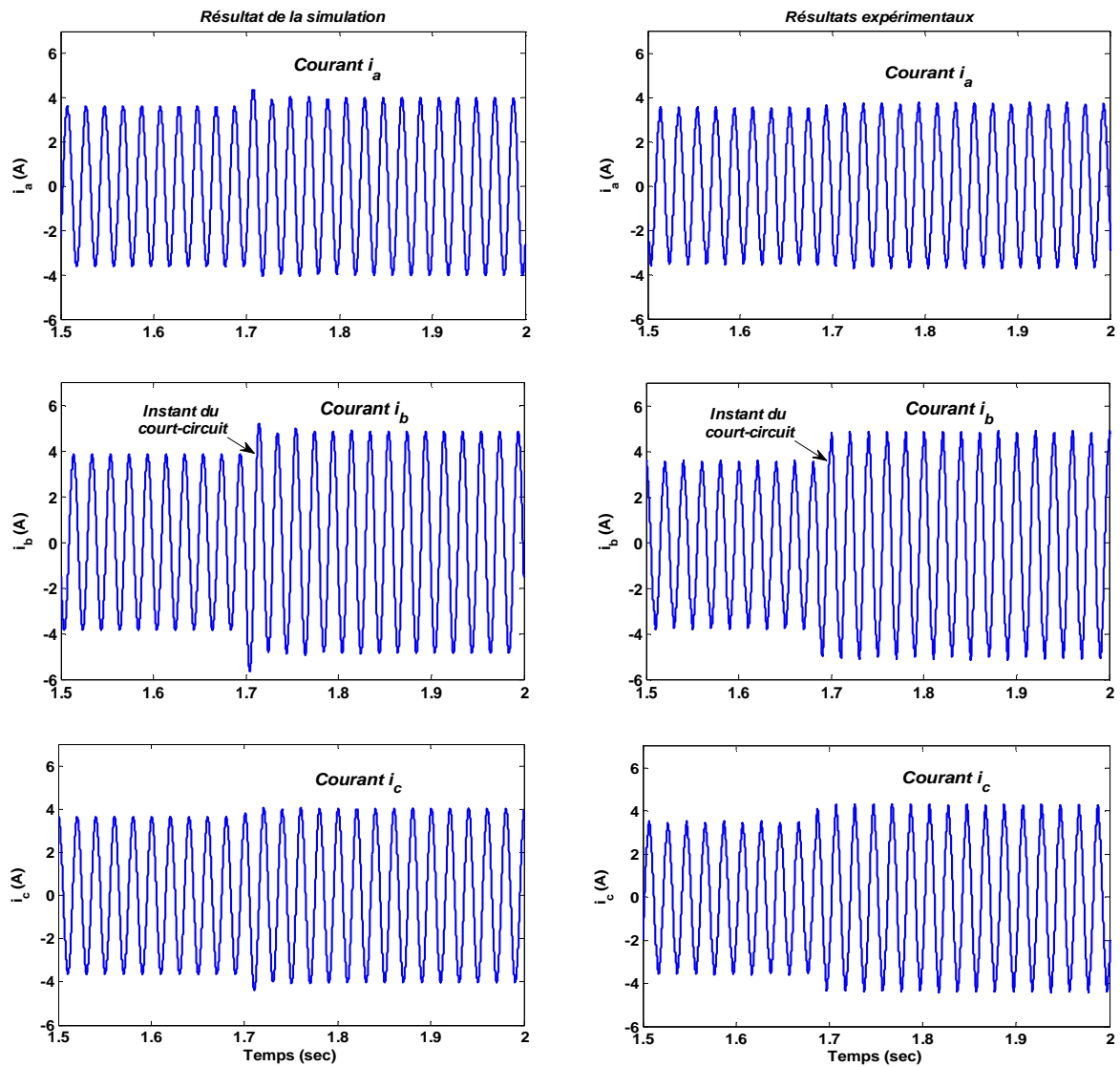


Fig. 2.4 Courants simulés et expérimentaux lors d'un court-circuit de 58 spires dans la phase  $b_s$

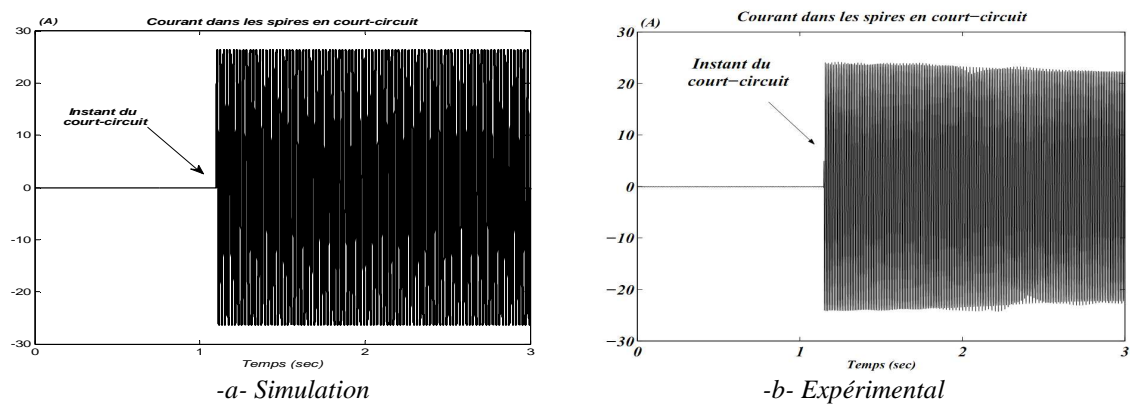


Fig. 2.5: Courant entre spire simulé et expérimental pour un court-circuit de 58 spires dans la phase  $b_s$



### II.3 MODELE DU DEFAUT ROTORIQUE DE LA MAS A BASE DU SCHEMA EQUIVALENT [57]

La figure 2.6 illustre le modèle conventionnel du rotor. Le modèle est représenté par des dipôles élémentaires avec une barre cassée. Selon [52], une rupture de barre rotorique est à l'origine d'un champ stationnaire  $H_0$  par rapport au rotor, dirigé selon l'angle  $\theta_0$  de la barre en défaut. Un paramètre supplémentaire  $\eta_0$  est naturellement introduit pour quantifier le défaut rotorique. Le rotor dans le repère biphasé comporte donc un troisième bobinage court-circuité du fait de la cage d'écureuil et parcouru par un courant fictif  $i_0$  de défaut et dont le nombre de spires fictives est proportionnel au taux de défaut. Pour tenir compte de cette anomalie de champ, ce bobinage doit obligatoirement avoir la même direction que la barre en défaut.

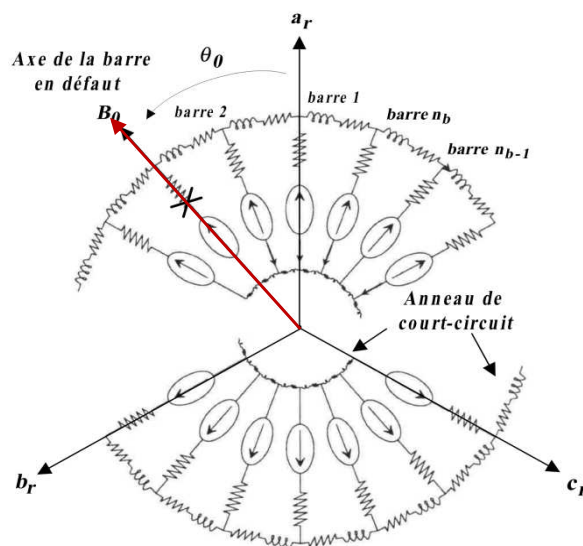


Fig. 2.6: Modèle de défauts rotoriques de la machine asynchrone [52]

Par conséquent, le mode différentiel introduit comporte deux paramètres de défaut permettant la détection et la localisation des barres cassées:

- l'angle électrique noté  $\theta_0$  repérant le "bobinage" en défaut. Ce paramètre permet la localisation de la barre en défaut;
- le rapport de défaut noté  $\eta_0$  égal au rapport du nombre de spires en défaut sur le nombre total de spires dans une phase rotorique fictive sans défaut. Ce paramètre permet de quantifier le déséquilibre et d'obtenir le nombre de barres cassées. Le nombre de spires au rotor étant fictif, pour un rotor de  $n_b$  barres, si on considère une spire rotorique comme étant une maille constituée de deux barres court-circuitées par deux portions d'anneaux, alors le nombre total de spires rotoriques est égal au nombre de barres au rotor. Une phase

fictive est donc constituée de  $\frac{n_b}{3}$  barres. Pour  $n_{bc}$  barres cassées sur une phase, l'expression du rapport de défaut  $\eta_0$  est donnée par:

$$\eta_0 = \frac{3n_{bc}}{n_b} \quad (2.21)$$

### II.3.1 Modélisation du défaut de cassure des barres rotoriques

Les équations de tension et de flux de la bobine en défaut  $B_0$  exprimées dans le repère biphasé d'axe d et q lié au rotor sont comme suit:

$$0 = \eta_0 R_r i_0 + \frac{d\phi_0}{dt} \quad (2.22)$$

$$\phi_0 = \frac{2}{3} \eta_0^2 L_m i_0 + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 L_m [\cos(\theta_0) \quad \sin(\theta_0)] (i_{dqs} + i_{dqr}) \quad (2.23)$$

avec:

$$\eta_0 = \frac{\text{Nombre de spires fictives en défaut}}{\text{Nombre total de spires fictives sur une phase}} \quad (2.24)$$

$\theta_0$  : angle repérant le défaut

Le courant  $i_0$  dans le bobinage représentant le défaut est donc à l'origine du champ magnétique  $H_0$  stationnaire par rapport au rotor et dirigé selon l'axe  $\theta_0$ . Ce champ magnétique est à l'origine du flux  $\phi_0$ . En projetant  $i_0$  et  $\phi_0$  sur les axes d et q de Park, on leur associe les vecteurs stationnaires:

$$\underline{i}_{dqs} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) \\ \sin(\theta_0) \end{bmatrix} i_0, \quad \underline{\phi}_{dqs} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) \\ \sin(\theta_0) \end{bmatrix} \phi_0,$$

L'ensemble des équations électriques de la machine asynchrone au stator, au rotor et au bobinage  $B_0$  dans un référentiel lié au rotor, s'écrivent:

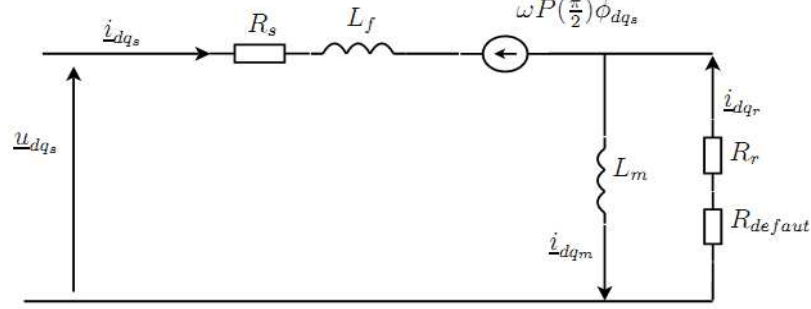
$$\begin{cases} \underline{U}_{dqs} = R_s \underline{i}_{dqs} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dqs} + \omega P \left( \frac{\pi}{2} \right) \underline{\phi}_{dqs} \\ 0 = R_r \underline{i}_{dqr} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dqr} \\ 0 = \eta_0 R_r \underline{i}_{dq_0} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dq_0} \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\begin{cases} \underline{\phi}_{dqs} = L_f \underline{i}_{dqs} + L_m (\underline{i}_{dqs} + \underline{i}_{dqr} + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 \underline{i}_{dq_0}) \\ \underline{\phi}_{dqr} = L_m (\underline{i}_{dqs} + \underline{i}_{dqr}) + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 L_m \underline{i}_{dq_0} \\ \underline{\phi}_{dq_0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 L_m Q(\theta_0) (\underline{i}_{dqs} + \underline{i}_{dqr} + \sqrt{\frac{2}{3}} \eta_0 \underline{i}_{dq_0}) \end{cases} \quad (2.26)$$

avec:

$$Q(\theta_0) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix}$$

La figure 2.7 illustre le schéma équivalent de la machine asynchrone avec défauts rotoriques en régime dynamique avec fuite ramenée au stator.



**Fig. 2.7:** Modèle du défaut rotorique de la machine asynchrone

L'ensemble des équations électriques de la machine asynchrone en défaut rotorique, dans un référentiel lié au rotor s'écrivent:

$$\begin{cases} \underline{U}_{dqs} = R_s \underline{i}_{dqs} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dqs} + \omega_r P \left( \frac{\pi}{2} \right) \underline{\phi}_{dqs} \\ 0 = R_{eq} \underline{i}_{dqr} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{dqr} \end{cases} \quad (2.27)$$

$$\begin{cases} \underline{\phi}_{dqs} = (L_f + L_m) \underline{i}_{dqs} + L_m \underline{i}_{dqr} \\ \underline{\phi}_{dqr} = L_m (\underline{i}_{dqs} + \underline{i}_{dqr}) \end{cases} \quad (2.28)$$

$$\begin{cases} R_{eq} = R_r I_2 + R_{défaut} \\ R_{défaut} = \frac{\alpha}{1-\alpha} Q(\theta_0) R_r \end{cases} \quad (2.29)$$

avec:

$$I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \alpha = \frac{2}{3} \eta_0, \quad Q(\theta_0) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0)^2 & \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0) \sin(\theta_0) & \sin(\theta_0)^2 \end{bmatrix}$$

– La résistance équivalente  $R_{eq}$  rotorique est donc la mise en série de la résistance saine  $R_r$  et de la matrice résistance de défaut  $R_{défaut}$ ,

–  $\theta_0$  est l'angle de repérage de défaut rotor dans le repère rotorique ( $\theta_0 = \theta_0 - \theta_r$ ,  $\theta_0$  étant l'angle de repérage du défaut par rapport au rotor).

### II.3.2 Modèle d'état de la machine tenant compte du défaut rotorique

La machine asynchrone en défaut de cassure des barres peut être décrite par le système d'équations différentielles:

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}}(t) = A(\omega) \cdot \underline{x}(t) + B \underline{u}(t) \\ \underline{Y} = C \cdot \underline{x}(t) \end{cases} \quad (2.30)$$

avec:

$$\underline{x} = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^T, \quad \underline{u} = [U_{ds} \quad U_{qs}]^T \quad \text{et} \quad \underline{Y} = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -([\mathbf{R}_s] + [\mathbf{R}_{eq}])L_f^{-1} - \omega_r \cdot P(\pi/2) & ([\mathbf{R}_{eq}] \cdot L_m^{-1} - \omega_r P(\pi/2))L_f^{-1} \\ & -[\mathbf{R}_{eq}] \cdot L_m^{-1} \\ & [\mathbf{R}_{eq}] & & \\ & & & & -[\mathbf{R}_{eq}] \cdot L_m^{-1} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{R}_{eq}] = [\mathbf{R}_r] \cdot (I - \frac{\alpha}{1+\alpha} Q(\theta_0)) \quad \text{où} \quad \alpha = \frac{2}{3} \eta_0$$

### II.3.3 Résultats de simulation et expérimental de la machine avec défaut de cassure des barres

La figure 2.8 illustre l'allure de la vitesse de la machine avec un défaut de cassure de deux barres rotoriques adjacentes. On constate des ondulations causées par le déséquilibre rotorique. L'effet de la variation de la résistance de la barre se traduit par une augmentation de l'amplitude des vibrations du courant et dans la vitesse à l'instant de l'apparition du défaut.

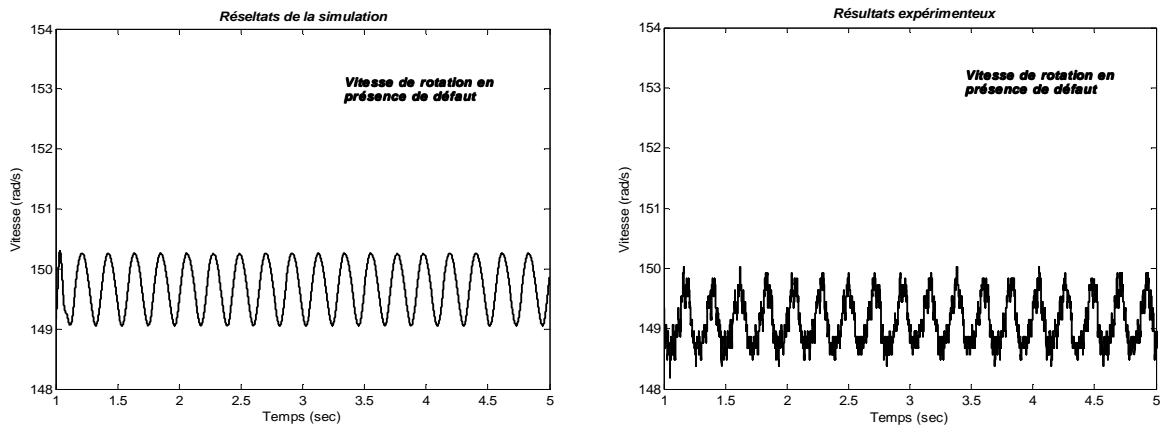


Fig. 2.8: Vitesse simulée et expérimentale en présence de deux barres cassées

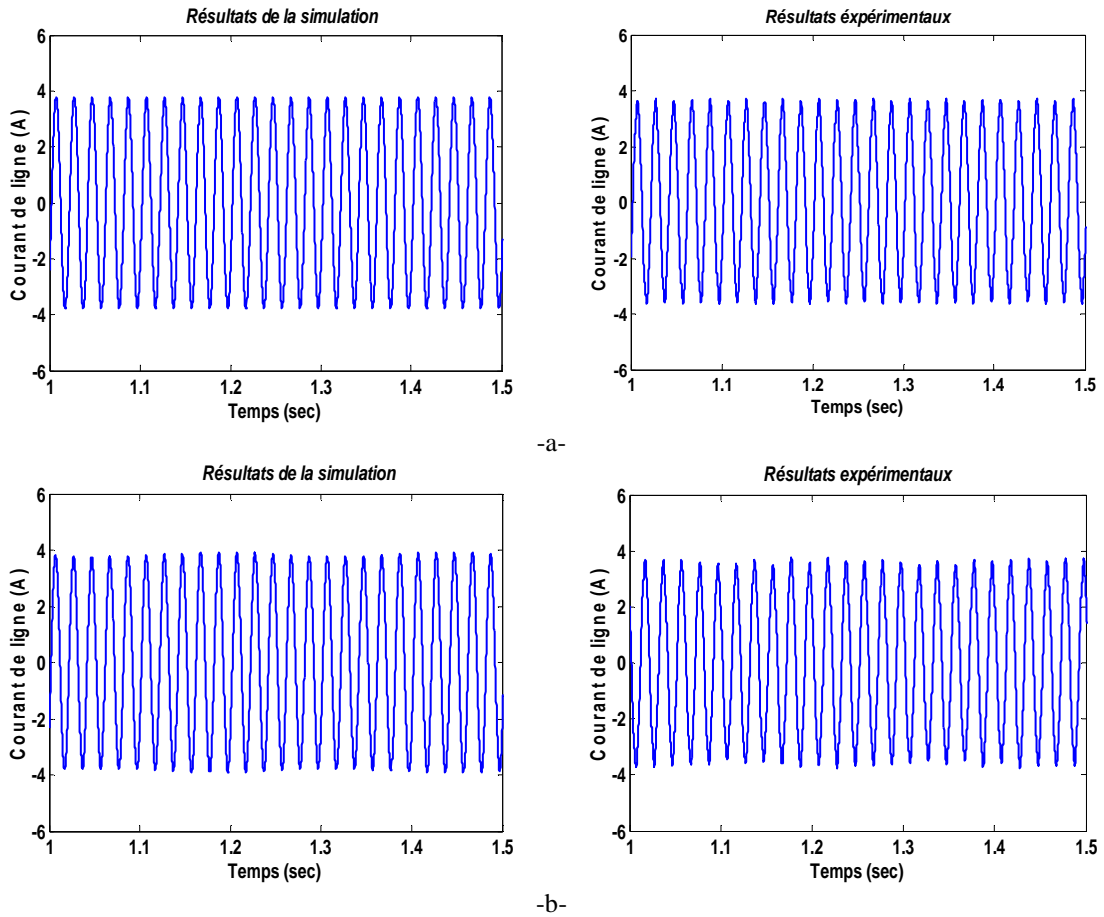


Fig. 2.9: Courant simulé et expérimental en fonctionnement: (a) sain, (b) cassures de deux barres

La figure 2.9 montre la comparaison entre le courant statorique obtenu en simulation et par l'expérimentation. Lorsque le régime permanent est atteint, ces courants deviennent sinusoidaux (Fig. 2.9.a). Par rapport à l'état sain de la machine, on remarque que les oscillations qui apparaissent sur la courbe du courant statorique (Fig. 2.9.b) se traduisent par des vibrations dans la vitesse de la machine, (Fig. 2.8).

#### II.4 MODELE GLOBAL DE LA MAS TENANT COMPTE DES DEFAUTS STATOR/ROTOR

Le modèle du défaut mixte stator/rotor est illustré sur la figure 2.10 [56].

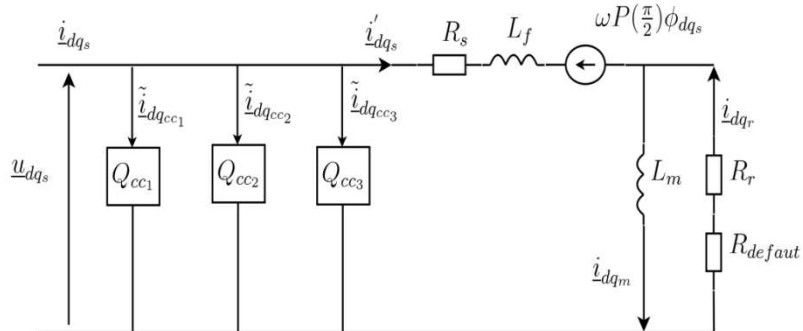


Fig. 2.10: Modèle de défaut simultané stator/rotor de la machine asynchrone

### II.4.1 Modèle d'état du défaut stator/rotor

Le modèle de la machine asynchrone en défaut simultané ou mixte stator/rotor est décrit par le système d'équations différentielles:

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}}(t) = A(\omega).x(t) + B \underline{u}(t) \\ \underline{Y} = C .\underline{x}(t) + D(t)\underline{u}(t) \end{cases} \quad (2.31)$$

avec:  $\underline{x} = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^T$ ,  $\underline{u} = [U_{ds} \quad U_{qs}]^T$  et  $\underline{Y} = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T$

$$A(\omega_r) = \begin{bmatrix} -([R_s] + [R_{eq}])L_f^{-1} - \omega_r.P(\pi/2) & ([R_{eq}].L_m^{-1} - \omega_r.P(\pi/2))L_f^{-1} \\ [R_{eq}] & -[R_{eq}].L_m^{-1} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} \frac{2}{3R_s} \sum_{k=1}^3 \eta_{cc_k} P(-\theta)Q(\theta_{cc_k})P(\theta) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[R_{eq}] = [R_r].\left(I - \frac{\alpha}{1+\alpha}Q(\theta_0)\right) \text{ où } \alpha = \frac{2}{3}\eta_0$$

### II.4.2 Résultats de simulation et expérimental de la machine en défaut mixte stator/rotor

La simulation du défaut mixte stator/rotor est effectuée en régime établi à l'instant  $t=2s$  où on introduit un défaut de cassure des barres et un court circuit entre spires de 58 spires sur la phase  $a_s$  et  $b_s$  à l'instant  $t=3s$ . En expérimentation, on introduit les mêmes conditions de défaut.

La figure 2.11 présente la comparaison des trois courants des phases statoriques issus de la simulation et de l'expérimentation. On peut remarquer qu'à partir de  $t=2s$ , de nouvelles composantes dues à l'effet des barres cassées apparaissent dans les courants. A  $t=3s$ , le court-circuit fait augmenter le courant dans chaque phase au stator.

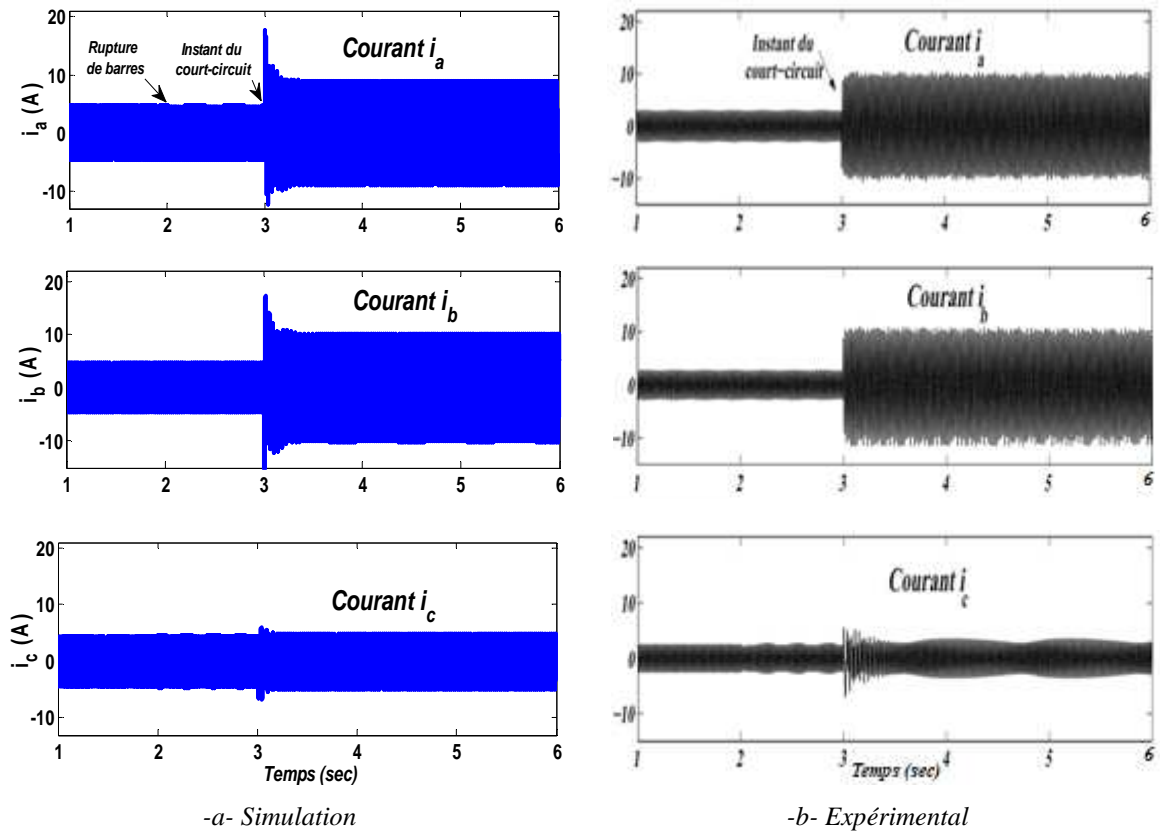


Fig. 2.11 Courant des phases statoriques simulés et expérimentaux lors du défaut simultané stator/rotor

## II.6 CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à l'élaboration des modèles dédiés à la simulation des défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Les défauts considérés sont le court circuit entre spires au stator, les cassures des barres au rotor et le défaut mixte ou simultané.

Les modèles de défaut de la MAS ont permis de mettre en évidence l'effet des divers défauts sur les caractéristiques électriques et mécanique de la machine à travers les oscillations et les fluctuations. La validation expérimentale est effectuée à travers les essais expérimentaux par la mesure des signaux sur le banc expérimental conçu pour l'étude des défauts statoriques et rotoriques.

Dans le but de l'analyse des défauts de types rotoriques, statoriques et mixte, par des méthodes de traitement de signal à base de la FFT et de la transformée en ondelettes pour la détection et la localisation qui fera l'objet du troisième chapitre.

**Chapitre III: DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE A CAGE A BASE DE LA  
TRANSFORMEE EN ONDELETTE**





# DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE A BASE DE LA TRANSFORMEE EN ONDELETTE

## III.1 INTRODUCTION

Les propriétés des signaux fournis par des capteurs sont des données qui contiennent des informations pertinentes pour le diagnostic. Le diagnostic associé, suite à l'analyse des signaux, des signatures correspondant aux fonctionnements normaux ou anormaux de l'installation surveillée. La précision de l'analyse effectuée est essentielle pour une bonne décision suite au diagnostic [60].

La transformée en ondelette fournit une représentation temps-fréquence du signal. Le peu de temps pour la transformée de Fourier donne une résolution constante à toutes les fréquences, alors que la transformée en ondelette utilise la technique multi résolution par laquelle des fréquences différentes sont analysées avec des résolutions différentes. La transformée en ondelette a été développée pour surmonter le problème vécu par la transformée de Fourier à court temps (STFT), qui peut également être utilisé pour analyser des signaux non-stationnaires.

La transformée en ondelette est généralement se distingue de deux types: continue et discrète. Conçue comme outil mathématique, la transformée en ondelette continue s'applique généralement aux fonctions par contre celle discrète a été développée principalement pour le traitement des signaux échantillonnés. De plus, elle s'approche de l'idée de banc de filtres, rapide à calculer et facile à implanter. Ceci n'empêche pas l'application de la transformée en ondelette continue pour l'analyse des signaux échantillonnés, si celle-ci s'avère plus adaptée.

Dans [61-64], la technique en ondelette discrète est appliquée au diagnostic de l'état de la machine asynchrone à cage en utilisant l'analyse des courants transitoires statoriques. L'approche est basée sur l'identification des modèles caractéristiques introduits par les composants de défaut dans les signaux d'ondelette obtenues à partir de la transformée en ondelette discrète des courants transitoires statoriques.

Deux méthodes de traitement du signal sont considérées: la méthode d'analyse de Fourier et d'ondelette pour la surveillance et le diagnostic de la machine asynchrone. La méthode d'analyse de Fourier est aujourd'hui disponible dans tout analyseur de spectre et abondamment utilisé dans l'industrie. Cette méthode est suffisante pour la plupart des problèmes de diagnostic; elle est cependant limitée lorsqu'on souhaite analyser des signaux complexes [65].

Dans ce chapitre, le but du diagnostic fixé est basé sur une analyse des caractéristiques des signaux nécessaires uniquement dans le cas d'apparition d'un défaut. Le choix de l'utilisation de la transformée en ondelette discrète pour l'analyse de l'évolution des signaux mesurés sans et/ou avec défaut de type court-circuit entre spires au stator et de barre(s) cassée(s) au rotor. Les signaux des courants dont on dispose sont mesurés sur le banc expérimental conçu pour l'étude des défauts statoriques et rotoriques.

### III.2 ANALYSE DU DEFAUT PAR TRAITEMENT DU SIGNAL

Le diagnostic et la surveillance des systèmes industriels nécessitent l'interprétation des signaux mesurés tant dans le domaine temporel que fréquentiel. Lors de la transformation au domaine fréquentiel par FFT l'information du temps est perdue, on est ainsi incapable de définir quand un événement prend place. Pour remédier à cet inconvénient, une nouvelle technique de traitement s'est généralisée ces dernières années. La méthode des ondelettes est sans doute un outil très efficace pour chiffrer, décrire, modéliser ou localiser tant de signaux dans plusieurs domaines: scientifique, technique,...etc. [66].

#### III.2.1 Analyse à base de la transformée de Fourier

La transformée de Fourier (TF) analyse le contenu fréquentiel d'un signal, elle permet donc le passage entre deux domaines de représentation complémentaire; temporelle et fréquentielle. La transformée de Fourier est une transformation linéaire permettant de décomposer un signal sur la base des exponentielles complexes [67]. Elle est exprimée par:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt \quad (3.1)$$

Sa transformée inverse permet de reconstruire le signal à partir des exponentielles complexes qui le constituent:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (3.2)$$

avec:

$s(t)$  le signal temporel,  $S(\omega)$  le signal fréquentiel,  $\omega = 2\pi f$ : la pulsation du signal et  $f$  la fréquence.

La TF joue un rôle prépondérant dans l'analyse et le traitement des signaux. Elle permet en outre de réaliser des opérations de filtrage par simple multiplication dans le domaine fréquentiel. Cependant, les signaux possédant des régimes transitoires ou des parties non-stationnaires sont mal décrits ou représentés par une transformée de Fourier [68].

### III.2.2 Analyse à base de la transformée de Fourier à fenêtre glissante

La plupart des signaux physiques ne sont pas stationnaires et l'information recherchée réside dans les changements des caractéristiques statistiques, fréquentielles, temporelles ou spatiales. L'analyse par la transformée de Fourier fournit une représentation globale du signal seulement. Une solution pour observer l'apparition des changements au cours du temps est le calcul de la transformée de Fourier à fenêtre glissante (STFT) [66].

Soit le signal continu  $S(t)$  et la fenêtre glissante  $\omega(t)$ :

$$S(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\xi) \omega(\xi - t) e^{-i\omega\xi} d\xi \quad (3.3)$$

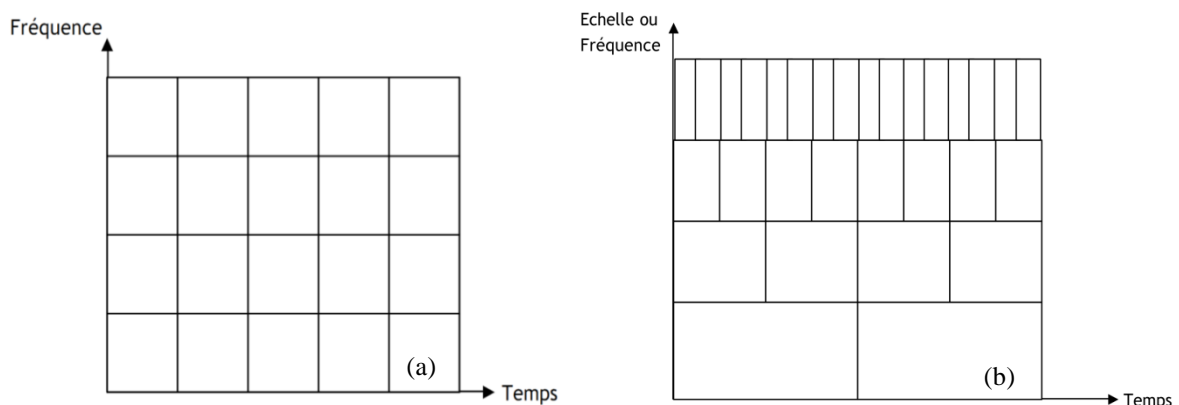
On note par la suite:

$$\phi_{\omega,t}(\xi) = \omega(\xi - t) e^{-i\omega\xi} \quad (3.4)$$

La transformée de Fourier à fenêtre glissante STFT réalise une projection du signal sur l'ensemble des fonctions analysantes  $\phi_{\omega,t}$  :

$$S(t, \omega) = \langle s, \phi_{\omega,t} \rangle \quad (3.5)$$

La STFT permet une transformation temps-fréquence, c'est-à-dire qu'elle calcule pour chaque portion du signal sa transformée de Fourier grâce à la translation ou le glissement de la fenêtre  $\omega(t)$ . L'inconvénient d'une telle représentation réside dans le fait que la largeur de la fenêtre glissante est constante, toutes les fréquences seront analysées avec la même résolution (Fig.3.1.a), [66]. L'outil idéal serait une fenêtre qui s'adapte aux variations de fréquence dans le signal à analyser; la transformée en ondelettes.



**Fig. 3.1:** a) Echelle de décomposition de la STFT, b) Echelle de décomposition par la TO

### III.2.3 Analyse à base de la transformée en ondelette

La STFT donne une résolution fixe (même largeur de la fenêtre glissante) pour tous les instants, alors que la transformée en ondelette donne une résolution variable. La transformée en ondelette remplace les sinusoides de la transformée de Fourier par une famille de translation et de dilatation d'une même fonction appelée *ondelette* [66]. La transformée en ondelette se décompose en deux grandes catégories:

- Transformée en ondelettes continue,
- Transformée en ondelettes discrète.

#### III.2.3.1 Analyse à base de la transformée en ondelettes continue (CWT)

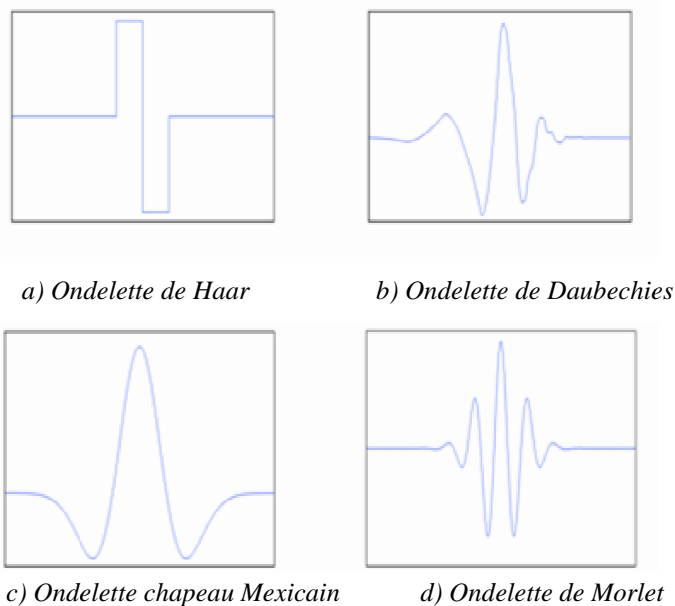
La transformée continue en ondelette CWT d'une fonction réelle  $f(t)$ , intégrable sur  $\mathfrak{R}$  est donnée par [69]:

$$g(a,b) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi_{a,b}^*(t) dt = \langle f(t) \psi_{a,b}(t) \rangle \quad (3.6)$$

avec:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (3.7)$$

La fonction  $\psi_{a,b}(t)$  est obtenue par translation et dilatation d'une fonction particulière appelée ondelette mère. Les coefficients d'ondelette  $\psi$  dépendent de deux paramètres  $a$  et  $b$ :  $a$  étant le facteur d'échelle et  $b$  le facteur de translation (Fig.3.1b). Il existe de nombreuses ondelettes mères  $\psi$  possibles: *Daubechie, Haar, Symlet, Morlet, Mexican,....*



**Fig. 3.2:** Quelques formes des ondelettes Mères

Le tableau 3.1 présente une liste de famille des ondelettes usuelles avec leurs noms courts [70].

**Tableau 3.1:** Liste de famille d'ondelette

Nom de familles d'ondelette	Nom court
Ondelette de Haar	haar
Ondelette de Daubechies	db
Symlets	sym
Coiflets	coif
Ondelettes biorthogonales	bior
Ondelette de Meyer	meyr
Ondelettes de Meyer discret	dmey
Ondelette de Battle et Lemarié	btlm
Ondelettes gaussiennes	gaus
Chapeau mexicain	mexh
Ondelette de Morlet	morl
Ondelettes gaussiennes complexes	cgau
Ondelettes de Shannon complexes	shan
Ondelettes B-splines fréquentielles complexes	fbsp
Ondelettes de Morlet complexes	cmor

### III.2.3.2 Analyse à base de la transformée en ondelette discrète (TOD)

La transformée en ondelette discrète est une discrétisation de la transformée en ondelette continue. En remplaçant respectivement  $a$  et  $b$  respectivement par  $2^m$  et  $n2^m$ , avec  $m$  et  $n$  des entiers. Son expression devient [60]:

$$\text{TOD}(m, n) = 2^{-\frac{m}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi^*(2^{-m}t - n) dt \quad (3.8)$$

Une version pratique de cette transformée, appelée *analyse multi résolution* en ondelette a été introduite pour la première fois par Mallat [71]. Le principe de l'analyse multi résolution est de faire passer le signal  $S(t)$ , dans deux filtres passe bas (L) et passe haut (H), (Fig. 3.3). A ce niveau, deux vecteurs seront obtenus:  $cA_1$  et  $cD_1$ . Les éléments du vecteur  $cA_1$  sont appelés coefficients d'approximation, ils correspondent aux plus basses fréquences du signal, tandis que les éléments du vecteur  $cD_1$  sont appelés coefficients de détail, ils correspondent aux plus hautes d'entre elles. La procédure peut être répétée avec les éléments du vecteur  $cA_1$  et successivement avec chaque nouveau vecteur  $cA_k$  obtenu [72]. Le processus de décomposition peut être répété  $n$  fois, avec  $n$  le nombre maximal de

niveaux [66]. Le processus de décomposition peut être répété en utilisant l'approximation, de sorte qu'un signal puisse être décomposé à différentes résolutions.

Les approximations et les détails sont définis comme suit [73]:

$$A_{k-1} = A_k + D_k$$

$$S = A_k + \sum_{i \leq k} D_i \quad (3.9)$$

où:  $i$  et  $k$  sont des entiers.

Chaque ondelette possède donc sa propre banque de filtres, qu'on nomme généralement  $g_n$  et  $h_n$  qui lui permettent de procéder à l'analyse multi résolution. Désignant par  $F_{\max}$  la fréquence maximale du signal mesuré, la bande de fréquence de chaque niveau  $i$  revient à  $[0 - F_{\max}/2^i]$  pour les approximations et  $[F_{\max}/2^i - F_{\max}/2^{i-1}]$  pour les détails. La figure 3.3 représente un exemple de décomposition pour  $n=3$ . De plus, cet outil d'analyse offre un filtrage graduel de la partie du signal modélisable de manière polynômiale. C'est la raison pour laquelle la caractérisation des séries temporelles est possible, particulièrement en présence des comportements non-stationnaires comme des tendances, des transitoires,...etc. [66].

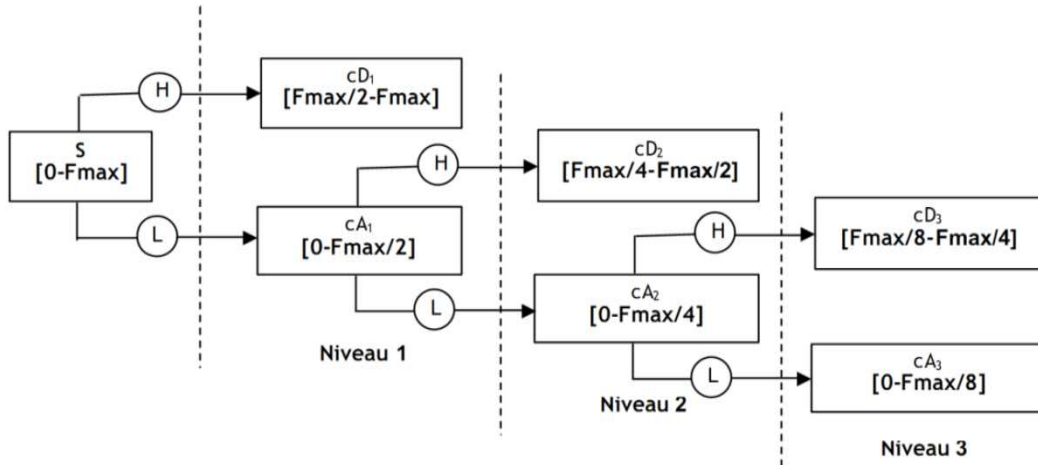


Fig. 3.3: Décomposition en cascade à trois niveaux [66]

La deuxième méthode d'analyse est la méthode de paquets d'ondelettes qui est une généralisation de la décomposition en ondelette qui offre une gamme plus riche de possibilité pour l'analyse du signal. Dans l'analyse en paquets d'ondelettes, les détails aussi bien que les approximations peuvent être décomposés. Ceci rapporte plus de  $2^{n+1}$  de différentes décompositions du signal. L'arbre de décomposition en paquets d'ondelettes est représenté sur la figure 3.4 [74].

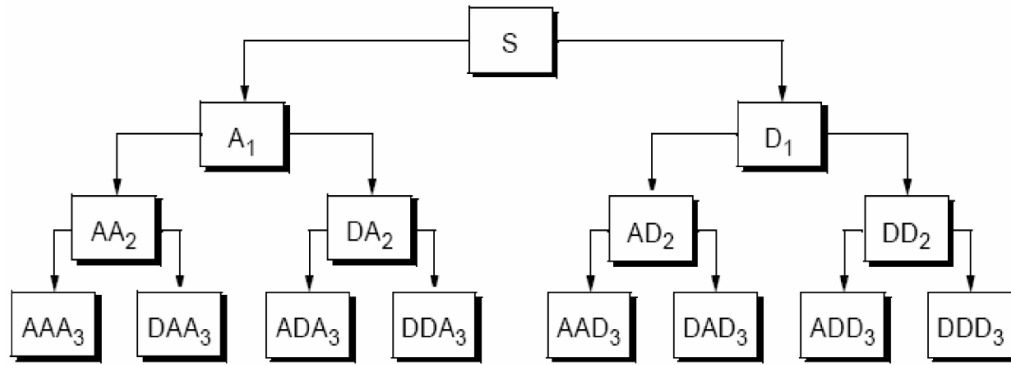


Fig. 3.4: Décomposition en paquet d'ondelettes d'ordre 3 [74]

avec:

S: représente le signal en entrée,

$A_1$  et  $D_1$ : Approximation  $A_1$  et Détail  $D_1$  de signal S.

$AA_2$  et  $DA_2$ : Approximation de l'approximation  $A_1$  et Détail de l'approximation  $A_1$ ,

$AD_2$  et  $DD_2$ : Approximation de détail  $D_1$  et Détail de détail  $D_1$ ,

$AAA_3$  et  $DAA_3$ : Approximation de l'approximation  $AA_2$  et Détail de l'approximation  $AA_2$ .

### III.2.3.3 Energie de la décomposition d'ondelette

Quand le défaut des barres rotoriques ou court-circuit des enroulements statoriques de la machine asynchrone apparaît, l'information de défaut du signal du courant statorique est incluse dans chaque bande de fréquence résultante de la décomposition en ondelette. En calculant l'énergie associée à chaque niveau de décomposition, on peut construire un outil de diagnostic très efficace [74].

La valeur propre d'énergie de chaque bande de fréquence est définie par [74-76]:

$$E_j = \sum_{k=1}^{k=n} |D_{j,k}(n)|^2 \quad (3.10)$$

tel que  $j$ : est le niveau de décomposition.

## III.3 IDENTIFICATION DU DEFAUT DANS LA MACHINE ASYNCHRONE PAR L'ANALYSE TOD

La figure 3.5 illustre le schéma des étapes à suivre afin d'utiliser correctement la transformée en ondelette discrète (TOD); la méthodologie est utilisée pour le diagnostic des défauts dans la machine asynchrone.

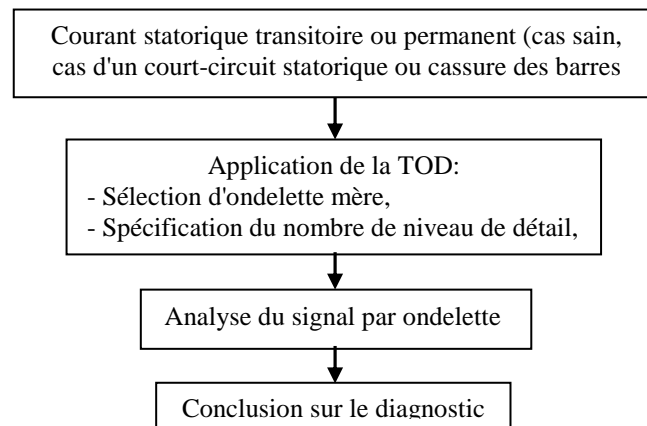


Fig. 3.5: Organigramme de la méthodologie du diagnostic basé sur la TOD

### III.3.1 Application de la transformée d'ondelette discrète (TOD)

L'utilisation de la transformée en ondelette discrète TOD revient à passer le signal sous un microscope mathématique. Le filtrage en cascade permet de visualiser chaque partie du signal avec une résolution adaptée à son échelle [77]. L'application de la TOD dans le domaine du diagnostic des défauts dans la machine asynchrone à cage d'écureuil est en général répartie en deux parties essentielles: une application de la TOD aux signaux électriques tels que les courants statoriques, tensions statoriques, vitesses ...etc. [78-80] et une application aux signaux de vibration de la machine [81-83].

La signature à partir de l'analyse du courant statorique représente une source très riche en informations concernant les défauts qui se manifestent souvent dans la machine asynchrone, à cet effet la majorité des travaux du diagnostic sont fondus sur l'analyse du courant statorique soit dans sa partie transitoire ou dans sa partie permanente [63], [76], [84-87]. Avant l'application de la TOD à l'analyse des signaux de défauts, un choix judicieux de plusieurs paramètres sera effectué: *type d'ondelette, nombre de niveaux, fréquence d'échantillonnage...etc.*

#### III.3.1.1 Sélection de l'ondelette mère

Une étape importante est la sélection de l'ondelette mère pour effectuer l'analyse. L'ondelette mère qui sera sélectionnée est liée aux coefficients des filtres utilisés dans le procédé de filtrage inhérent au DWT. Dans de nombreux cas, le choix d'une ondelette mère est justifié tout simplement en raison qu'elle donne de bons résultats.

Dans le domaine du diagnostic de défaut dans les machines asynchrones, le choix s'est porté sur la famille des *Daubechies*, qui semble la mieux adaptée pour une telle analyse, [26], [62], [63], [88-90]. L'ondelette *Daubechies* (db44) est utilisée souvent comme une



ondelette mère. Les ondelettes de *Daubechies* forment une famille infinie et sont notées db1, db2, db3,... dans la boîte à outils de *Matlab*.

### III.3.1.2 Choix du nombre de niveaux de décomposition

Le choix du nombre de niveaux est un point important dans l'analyse par ondelette. Il dépend de l'application envisagée, c.à.d. du processus en vigueur et du type du signal à traiter. Le nombre approprié de niveaux de la décomposition dépend de la fréquence d'échantillonnage  $f_s$  du signal à analyser. Pour chacune des approches de diagnostic basé sur la décomposition en ondelette, le nombre de niveau doit être choisi judicieusement afin de permettre aux signaux à niveau élevé (approximation et détails) de couvrir toute la gamme des fréquences le long desquelles le composant dû aux défauts change pendant tous les régimes de fonctionnement [72].

Pour l'extraction des composantes de fréquences causées par des défauts, le nombre de niveaux de décomposition doit être égal ou supérieure à celle du signal de détail contenant la fréquence fondamentale. Ce nombre de niveaux de décomposition  $N_f$  est donné par [62], [75]:

$$N_f = \text{int} \left[ \frac{\log(f / f_s)}{\log(2)} \right] + 2 \quad (3.11)$$

avec : int: pour les entiers,  $f$ : fréquence d'échantillonnage,  $f_s$ : fréquence du fondamental.

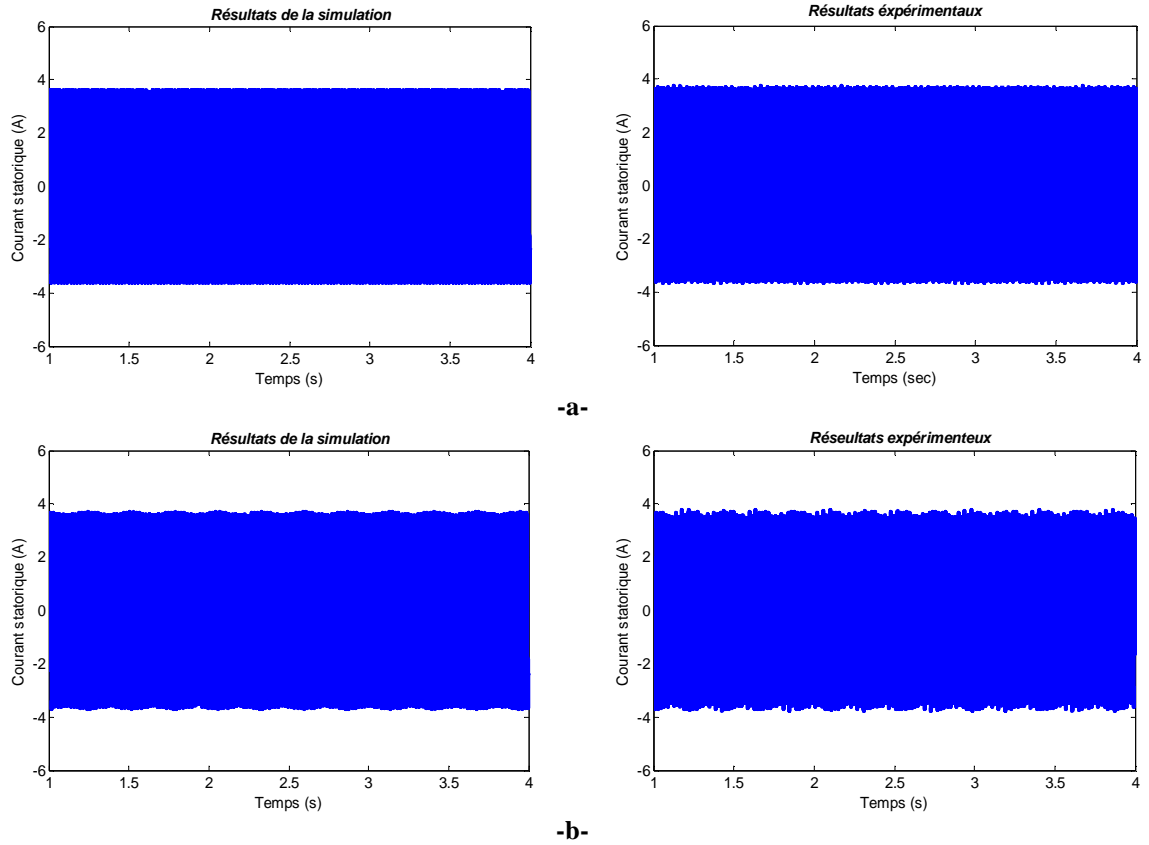
## III.4 ANALYSE DES RESULTATS EXPERIMENTAUX ET PAR SIMULATION

Le traitement des signaux est réalisé à l'aide de logiciel *MATLAB* qui offre un outil de traitement par la technique des ondelettes (*WAVELET TOOLBOX*), cette boîte d'outils permettra de réaliser les différentes applications.

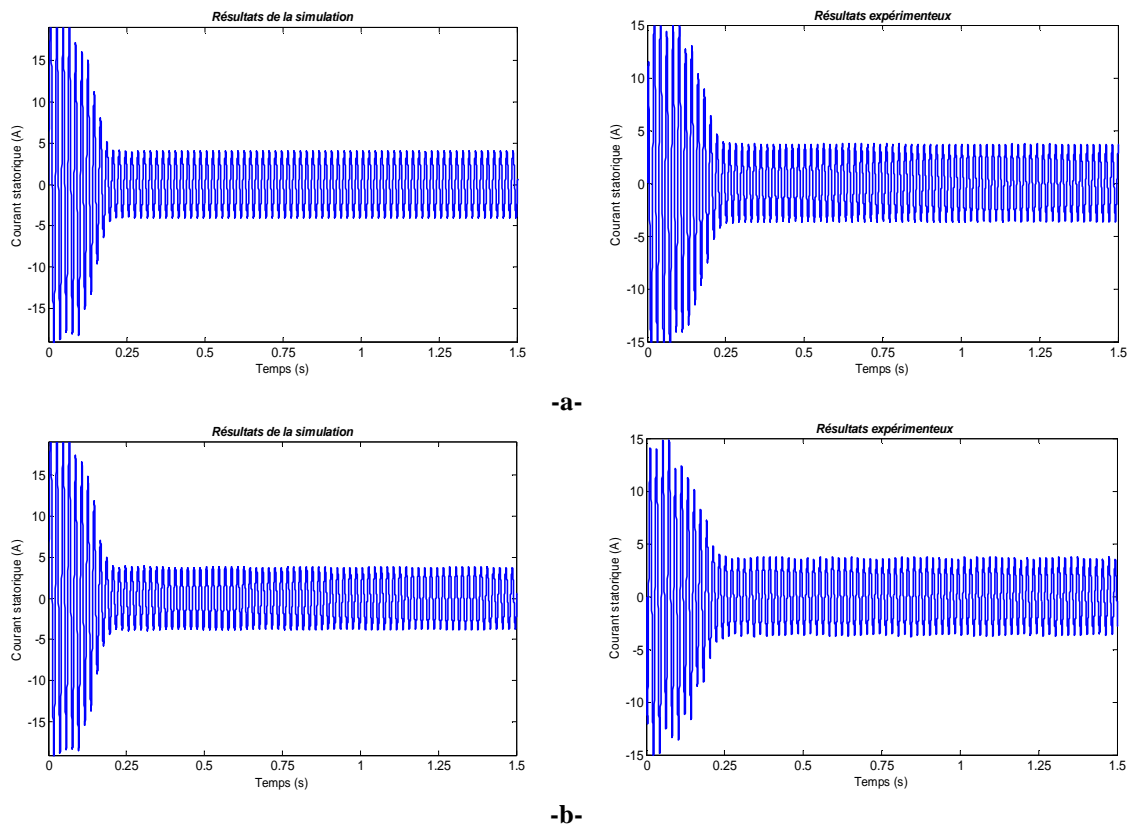
### III.4.1 Machine avec défaut rotorique

Dans cette étude, on présente plusieurs cas de tests de simulation et par expérimentation pour relever les signatures des courants statoriques de la machine asynchrone à l'état sain et avec défaut. Un essai en fonctionnement en charge et un essai au démarrage avec charge sont envisagés. Les différents signaux relevés sont représentés sur les figures 3.6 et 3.7.

Les résultats illustrant les allures du courant statorique obtenus par simulation et par expérimentation en régime permanent et en régime transitoire respectivement pour l'état sain de la machine (Fig. 3.6a, Fig. 3.7a) et avec défaut de cassure de deux barres adjacentes rotoriques (Fig. 3.6b, Fig. 3.7b). Le couple de charge appliqué est de valeur moyenne de 6N.m. Les paramètres de simulation de la machine de puissance 1.1 kW sont donnés sur l'annexe A.



**Fig. 3.6:** Courant statorique issu par simulation et par expérimentation:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées



**Fig. 3.7:** Courant statorique au démarrage: simulation et expérimentation:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées

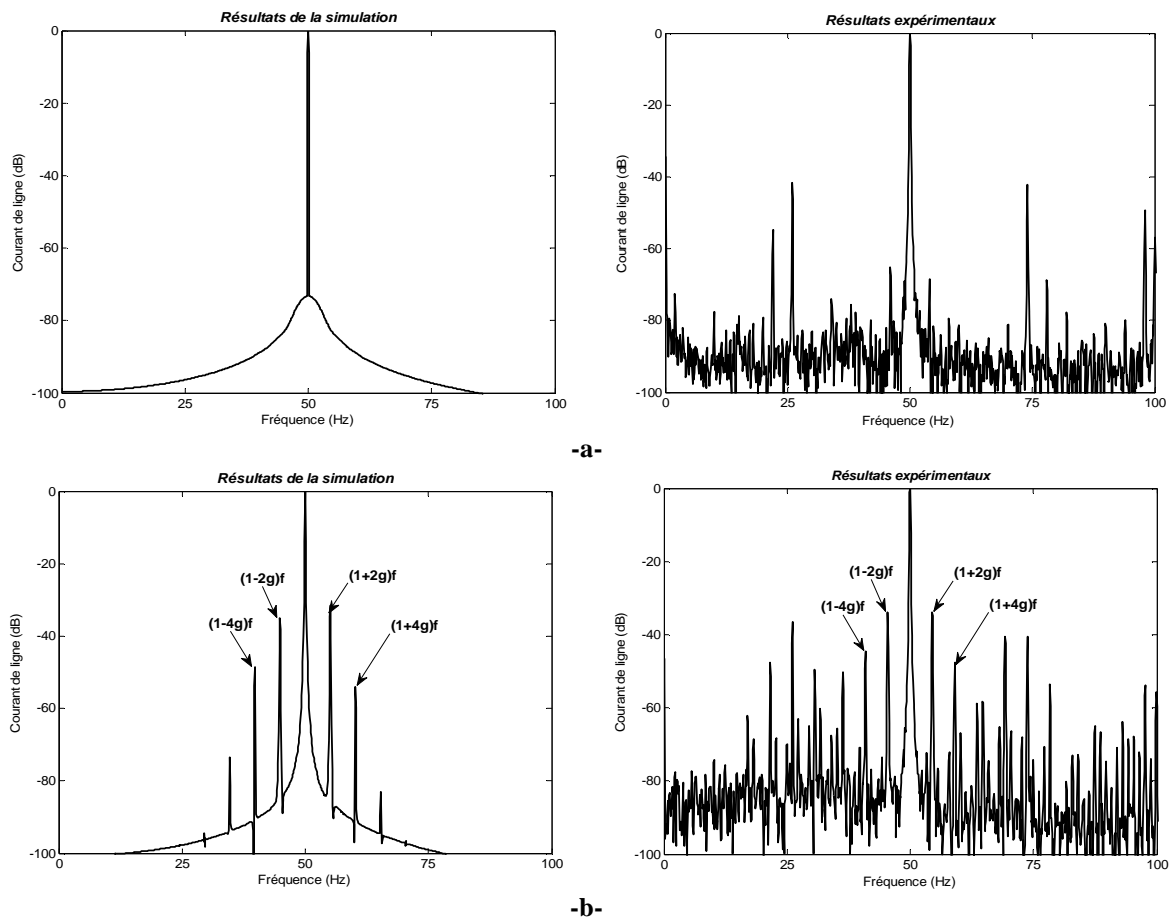
### A. Analyse spectral du courant statorique par FFT

Le contenu spectral du courant statorique lorsque la machine est saine (Fig 3.8.a) ne montre aucune altération observée mais il existe toujours des imperfections naturelles. Le contenu spectral donné sur la figure 3.8.b est obtenu pour un rotor avec deux barres adjacentes cassées. On remarque que les raies qui se situent de part et d'autre du fondamental correspondents aux fréquences à  $(1\pm 2.kg)f_s$ .

Le tableau montre l'augmentation progressive des amplitudes des fréquences à  $(1\pm 2kg)f_s$ .

**Tableau 3.2:** Comparaison des raies spectrales du courant statorique

L'état du moteur ( $f_s=50$ Hz)		$(1-4.g)f_s$	$(1-2.g)f_s$	$(1+2.g)f_s$	$(1+4.g)f_s$
Expérimentation $g\approx 0.048$	$f_s$ calculée (Hz)	40.4	45.2	54.8	59.6
	$f_s$ déduite (Hz)	40.75	45.42	54.18	58.65
	Amplitude (dB)	-44.97 dB	-34.26 dB	-34.10 dB	-47.84 dB
Simulation $g\approx 0.05$	$f_s$ calculée (Hz)	40	45	55	60
	$f_s$ déduite (Hz)	39.39	44.85	54.96	60.40
	Amplitude (dB)	-48.90 dB	-35.06 dB	-31.43 dB	-54.20 dB



**Fig. 3.8:** FFT du courant statorique issu de simulation et par expérimentation:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées

### B. Analyse spectrale du courant statorique par TOD (DWT) en régime permanent

En utilisant l'Eq. 3.11, le calcul du nombre de niveau de décomposition recommandé ou nécessaire pour une fréquence d'échantillonnage de 10 KHz et pour la fréquence de la raie du fondamental égale 50 Hz est donné par:

$$N_f = \text{int} \left( \frac{\log(10000/50)}{\log(2)} \right) + 2 = 9 \text{ niveau}$$

Le tableau 3.3 illustre les différentes bandes de fréquences obtenues par la décomposition en ondelettes discrète.

D'après le tableau 3.3, les détails qui seront affectés par les harmoniques situées à  $(1 \pm 2.kg).f_s$  sont: d7 [39.06-78.12 Hz], d8 [19.53 - 39.06 Hz] et a7 [0-78.12Hz].

Le choix de l'ondelette (type et ordre) adapté à l'analyse du signal n'est pas aisé pour arriver à une optimisation de l'objectif escompté. Dans le souci de répondre au choix du type d'ondelette et de son ordre et afin de mettre plus en l'analyse des signaux en fonction de leur importance.

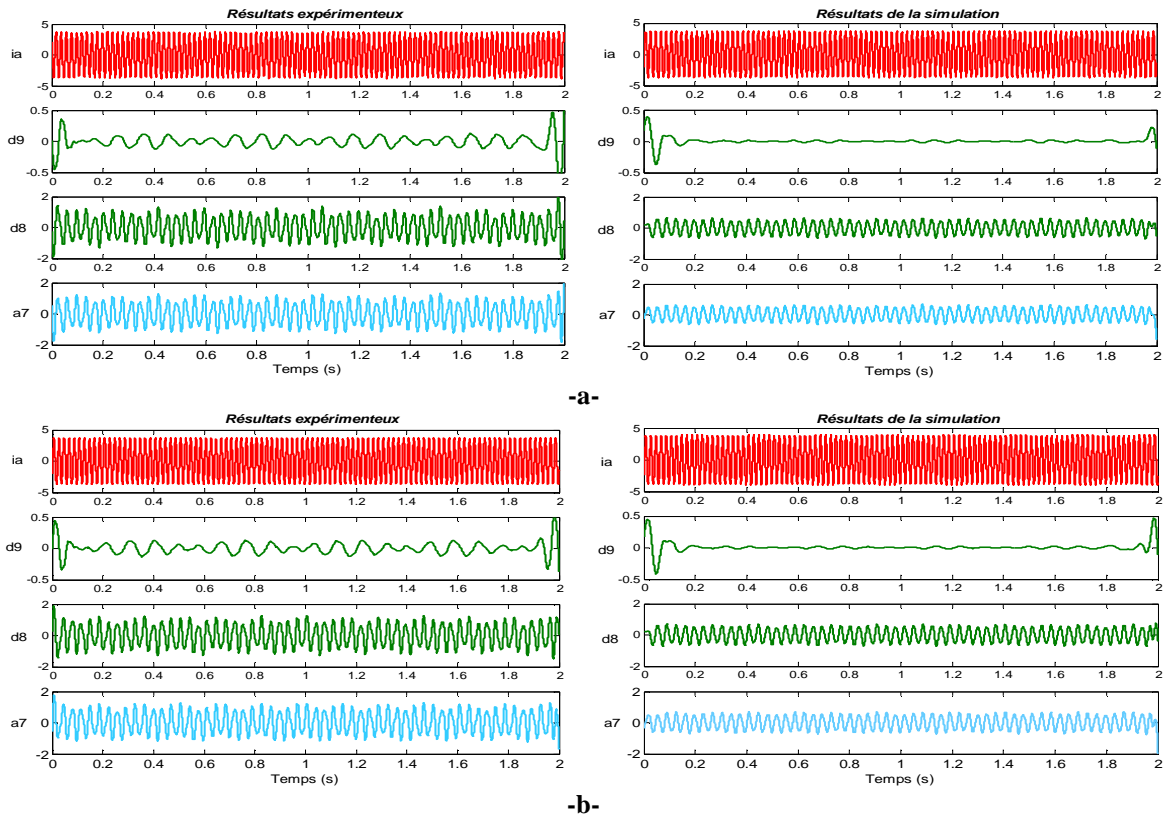
**Tableau 3.3:** Bande des fréquences obtenues par la décomposition en TOD.

Niveau	Bandes de fréquences de détails		Bandes de fréquences d'approximations	
	J=9	d9	9.765-19.53 Hz	a9
J=8	d8	19.53-39.06 Hz	a8	0-39.06 Hz
J=7	d7	39.06-78.12 Hz	a7	0-78.12 Hz
J=6	d6	78.12-156.25 Hz	a6	0-156.2 Hz
J=5	d5	156.25-312.50 Hz	a5	0-312.5 Hz
J=4	d4	312.50-625 Hz	a4	0-625 Hz
J=3	d3	625-1250 Hz	a3	0-1250 Hz
J=2	d2	1250-2500 Hz	a2	0-2500 Hz
J=1	d1	2500-5000 Hz	a1	0-5000 Hz

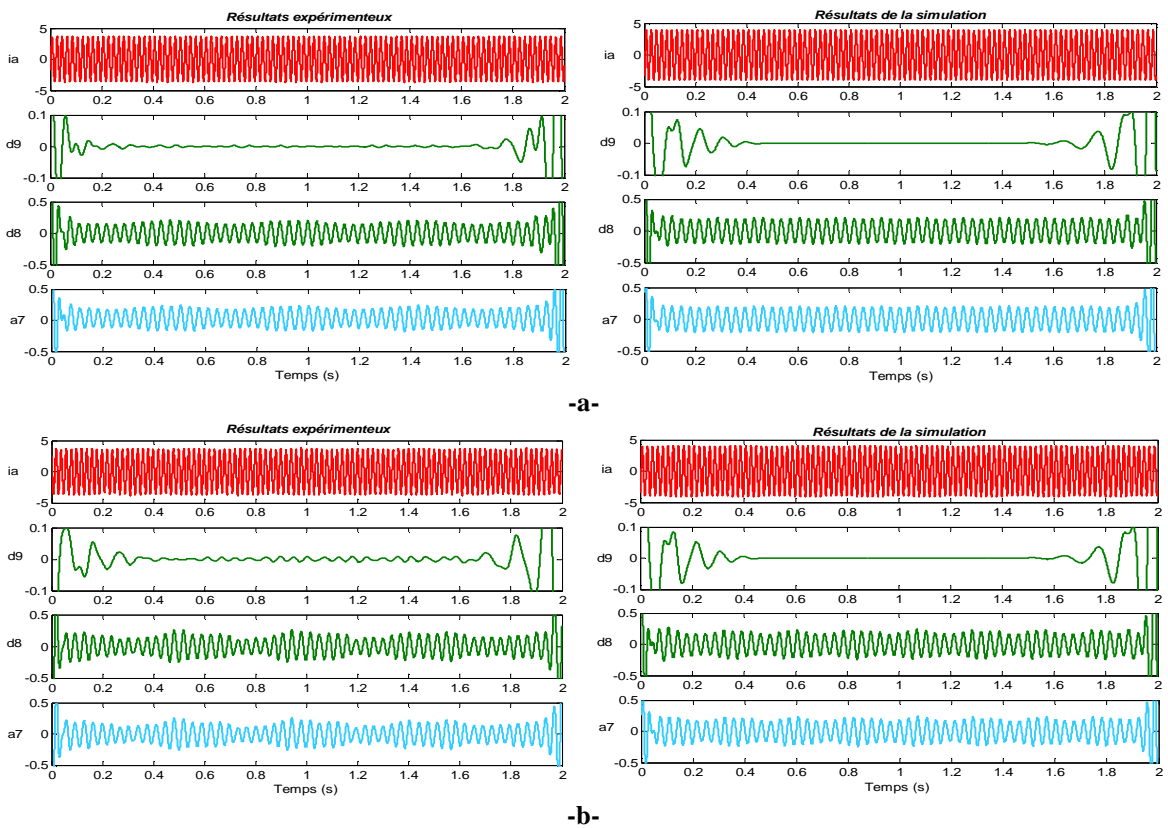
L'application d'un certain types d'ondelettes avec différents ordres sont utilisées dans l'analyse du signal du courant statorique de la machine à l'état sain et avec défauts de deux barres cassées à savoir l'ondelette mère "*Daubechies*": db10, db20, db44 et "*Discrete Meyer*": dmey9.

Les figures (3.9 à 3.12) montrent les analyses des signaux de détails et d'approximation (d8 et a7) obtenues par la décomposition en multi niveau du courant statorique obtenu par simulation et par expérimentation.

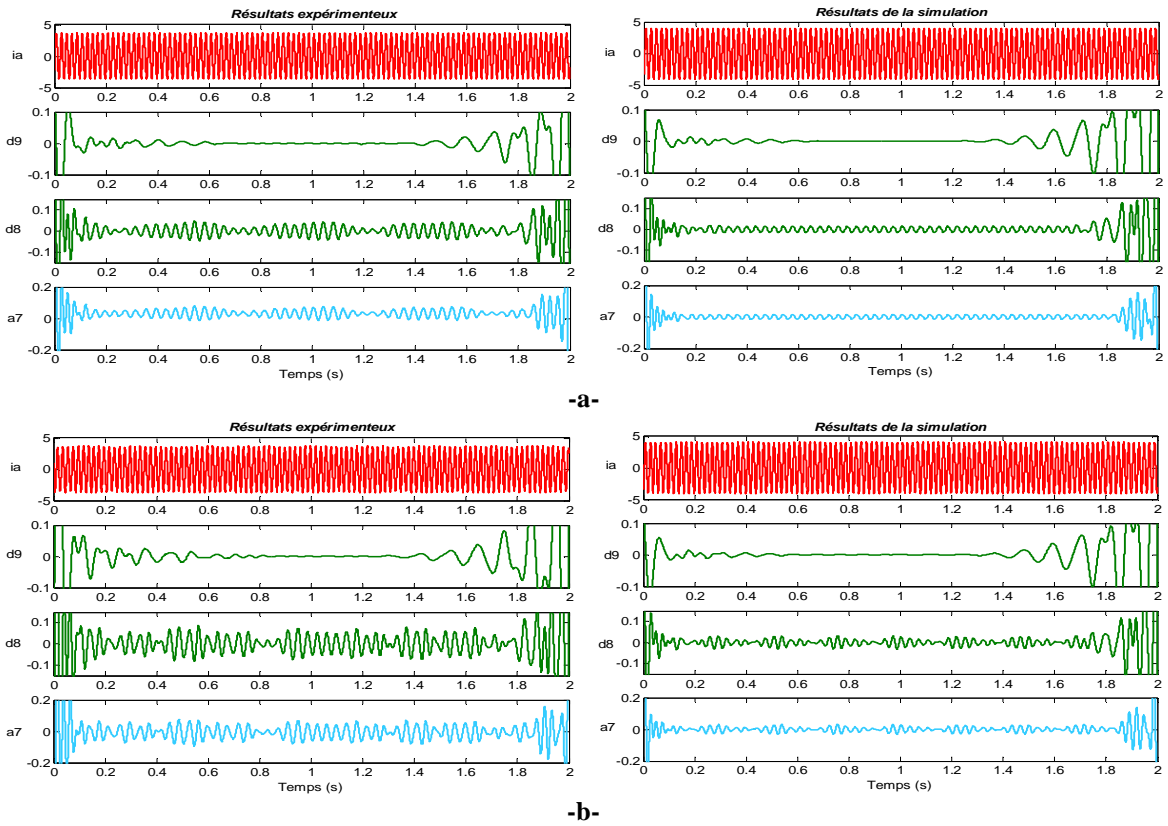
L'effet du défaut de deux barres cassées n'apparaît pas dans la bande de détail d7 ([39.06-78.12 Hz]), en raison qu'il contient de la fréquence fondamentale (50 Hz).



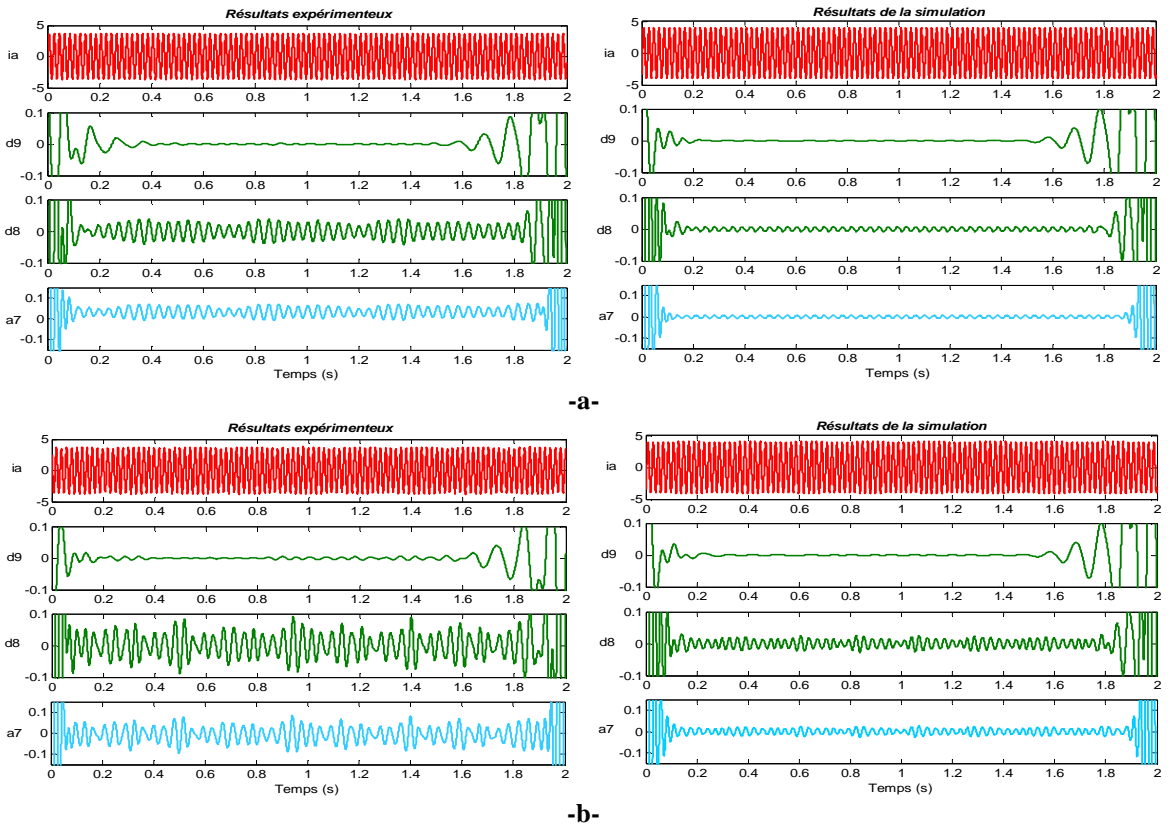
**Fig. 3.9:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette *db10*:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées



**Fig. 3.10:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette *db20*:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées



**Fig. 3.11:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette *db44*:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées



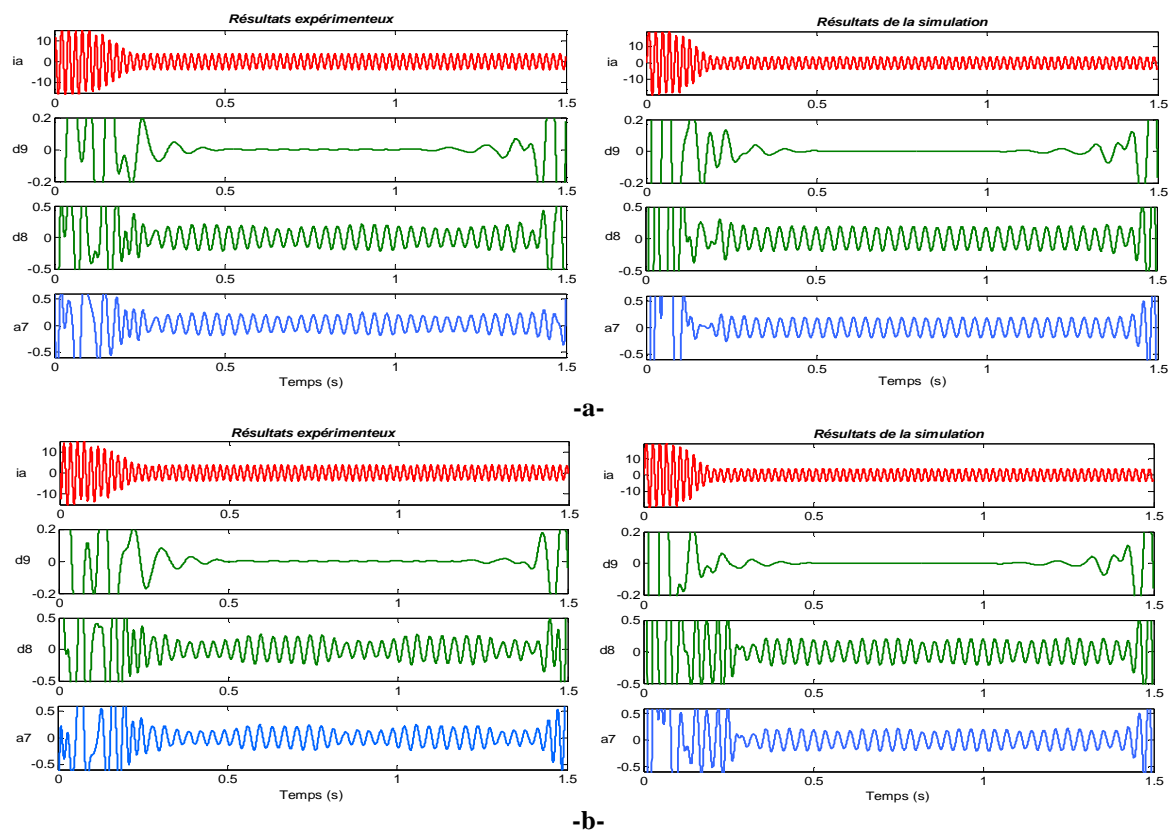
**Fig. 3.12:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette *dmey9*:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées

Les figures (3.9a à 3.12a) sont obtenues pour un fonctionnement sain de la machine où l'analyse par TOD montre que les signaux de détails et d'approximation (d8 et a7) associés à des bandes de fréquences inférieures à 78 Hz n'ont pas de variation importante, par contre les signaux de détails et d'approximation obtenus pour la machine avec défaut de cassure de deux barres adjacentes (Fig. 3.10b à 3.12b) ont des amplitudes des coefficients (d8 et a7) qui sont augmentées par rapport au cas de la machine saine.

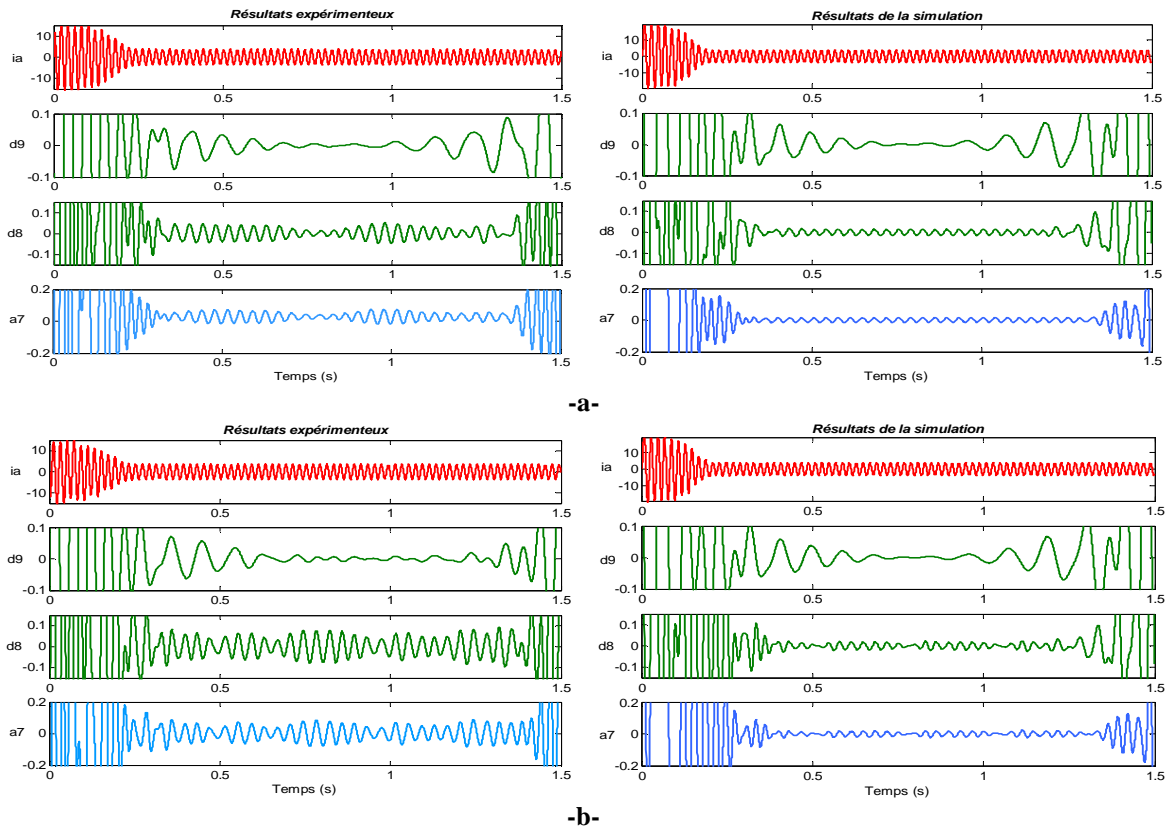
L'augmentation de l'amplitude des signaux (d8 et a7) sont dues à l'effet que les bandes de fréquences correspondantes sont affectées par le défaut rotorique. La comparaison entre les performances des familles *Daubechies*, *c.à.d.* entre les ordres db10, db20 et db44 qui sont choisis d'une manière aléatoire montre que l'analyse par db10 où le composant principal du courant statorique dans le détail d8 et l'approximation a7 ne montre aucune modification sur la caractéristique de la bande latérale du signal. Ce problème est minimisé lors de l'utilisation *db44* ou *dmey9* comme illustré sur les figures 3.11 et 3.12.

### C. Analyse spectrale du courant statorique par TOD (DWT) en régime transitoire

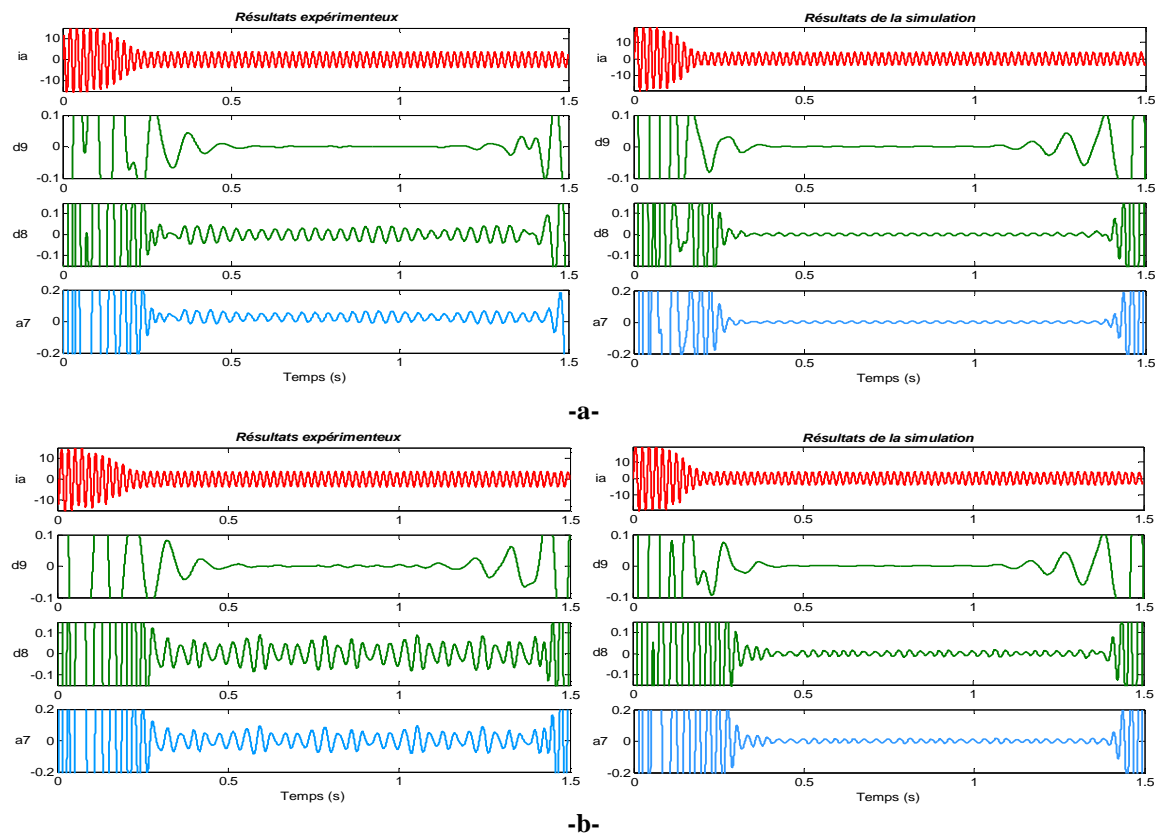
Dans ce cas l'analyse par ondelette du courant statorique se fait en régime transitoire où la machine démarre soit à l'état sain (figures 3.13.a à 3.15.a) ou en défaut (figures 3.13.b à 3.15.b).



**Fig. 3.13:** Approximations et détails obtenus en régime transitoire par l'ondelette *db20*:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées



**Fig. 3.14:** Approximations et détails obtenus en régime transitoire par l'ondelette *db44*:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées

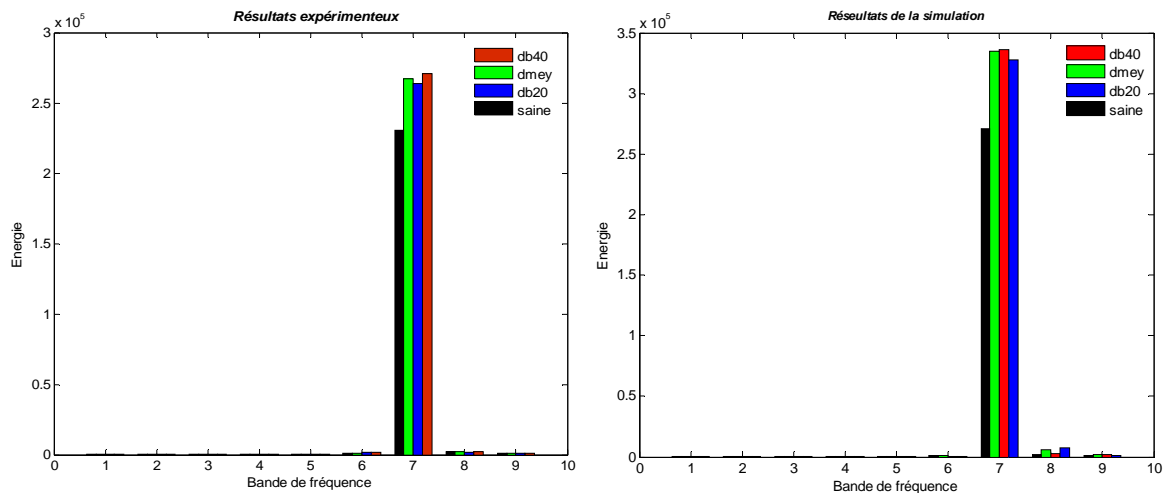


**Fig. 3.15:** Approximations et détails obtenus en régime transitoire par l'ondelette *dmey9*:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres adjacentes cassées



En fonctionnement avec défaut, les figures 3.13.b à 3.15.b, montrent des variations des signaux de niveau (d8 et a7) où en premier lieu, il y a une augmentation dans l'énergie de d8 (bande [19.53-39.06 Hz]) et ensuite, l'augmentation de l'énergie qui apparaît dans a7 (bande [0-78.12 Hz]). La caractéristique des signaux de niveau d8 et a7 issu du courant de démarrage permet un bon diagnostic du défaut de cassure des barres rotoriques.

Le calcul de l'énergie de chaque niveau de décomposition confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail et d'approximation et surtout dans le niveau 7 qui correspond à la bande qui se trouve au voisinage et au-dessous du fondamental. On voit clairement l'effet du défaut des cassures des barres rotorique sur l'énergie emmagasinée dans le niveau 7 qui augmente par rapport à celle de la machine saine (Fig. 3.16).



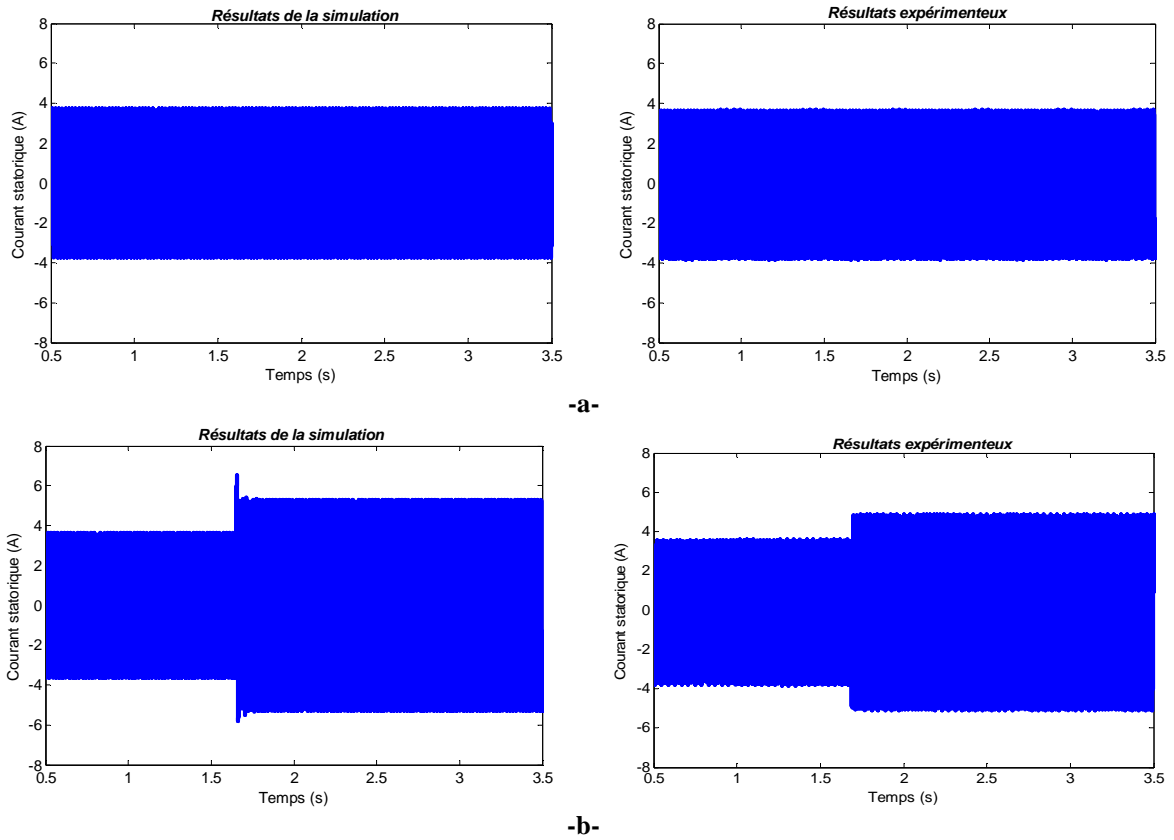
**Fig. 3.16:** Variation de l'énergie du courant statorique dans les bandes de fréquences au démarrage: Machine saine et avec deux barres adjacentes cassées

Le choix de l'ondelette mère et son ordre (figure 3.16), sont très importants pour différencier entre les énergies emmagasinées dans les bandes de détails, car lorsqu'on augmente l'ordre de l'ondelette mère, on voit que la différence entre les énergies associées devient plus claire.

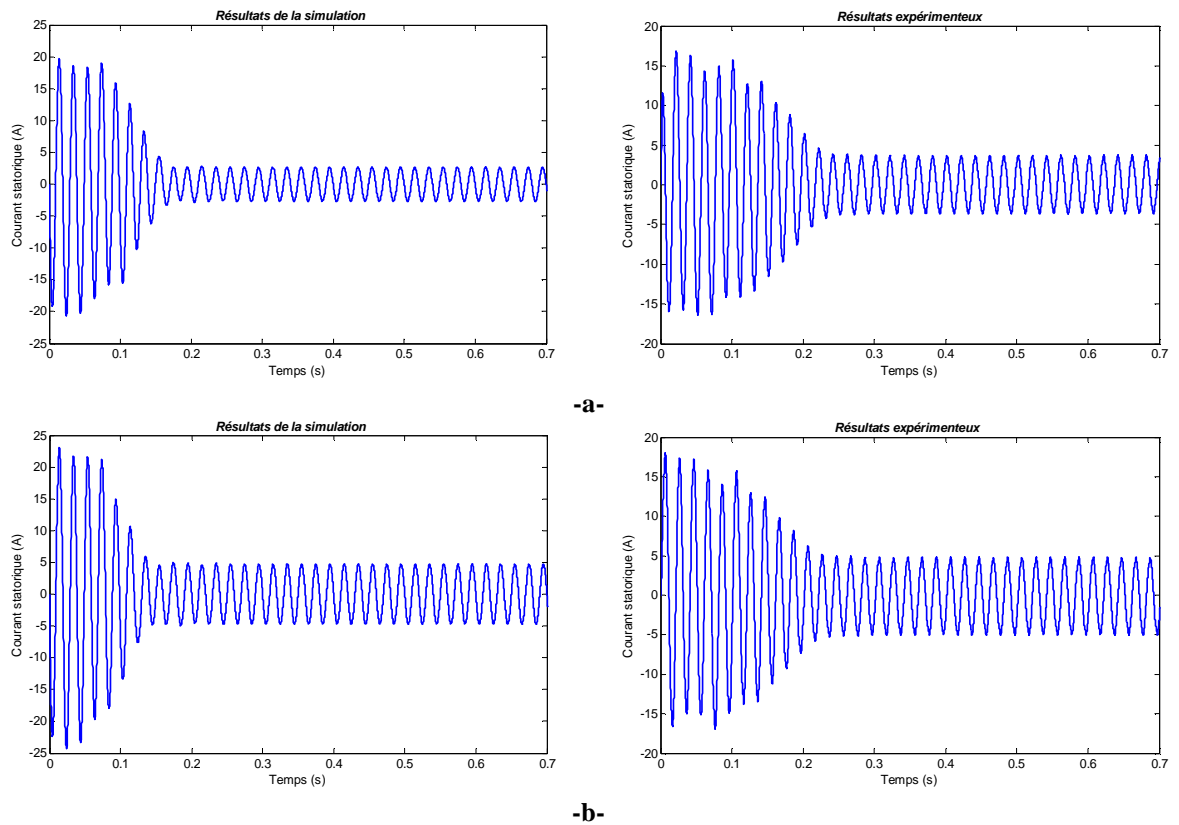
### III.4.2 Machine avec défaut statorique

Dans ce cas l'analyse du courant statorique par TOD est effectuée pour le diagnostic du défaut statorique de type court circuit entre spires de la phase statorique " $b_s$ " de la machine asynchrone. Les tests expérimentaux sont issus au laboratoire en utilisant un moteur à cage d'écurie de puissance 1,1 kW avec 4 pôles, 464 spires par enroulement de phase de stator, 415 V, 50 Hz.

Un essai en charge de 6 N.m en régime permanent et un essai au démarrage en charge en fonctionnement sain et avec défaut de court circuit entre spires sont effectués en simulation et par expérimentation (Fig. 3.17 et 3.18).



**Fig. 3.17:** Courant statorique issu par simulation et de l'expérimentation:  
 -a- Machine saine -b- Machine avec un court-circuit entre spires (58 spires)

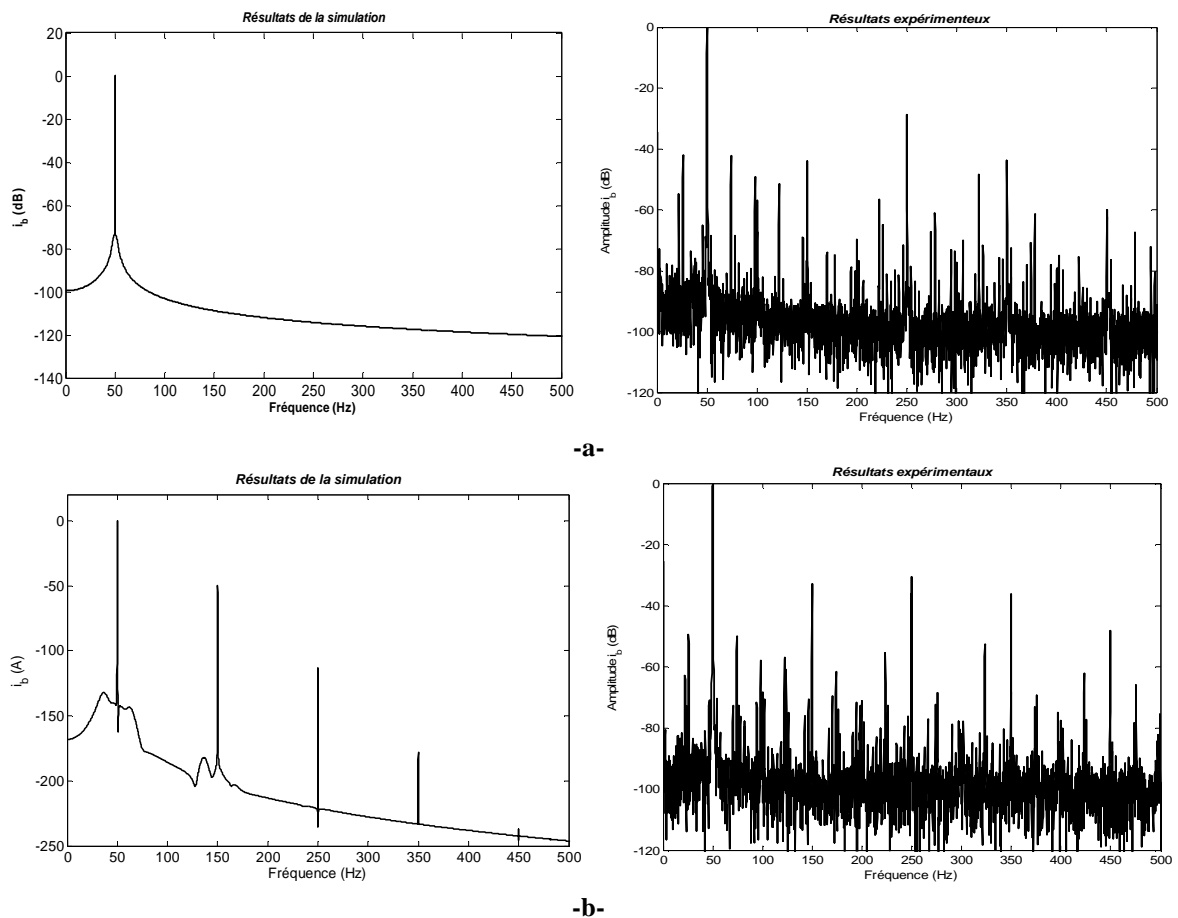


**Fig. 3.18:** Courant statorique de démarrage issu par simulation et de l'expérimentation:  
 -a- Machine saine -b- Machine avec un court-circuit entre spires (58 spires)

La figure 3.17 illustre l'accroissement du courant statorique suite à un défaut de court-circuit entre spires de 58 spires sur la phase  $b_s$ . Le courant statorique au démarrage (figure 3.18) est très élevé et devient sinusoïdale en régime permanent.

### A. Analyse spectrale du courant statorique par FFT

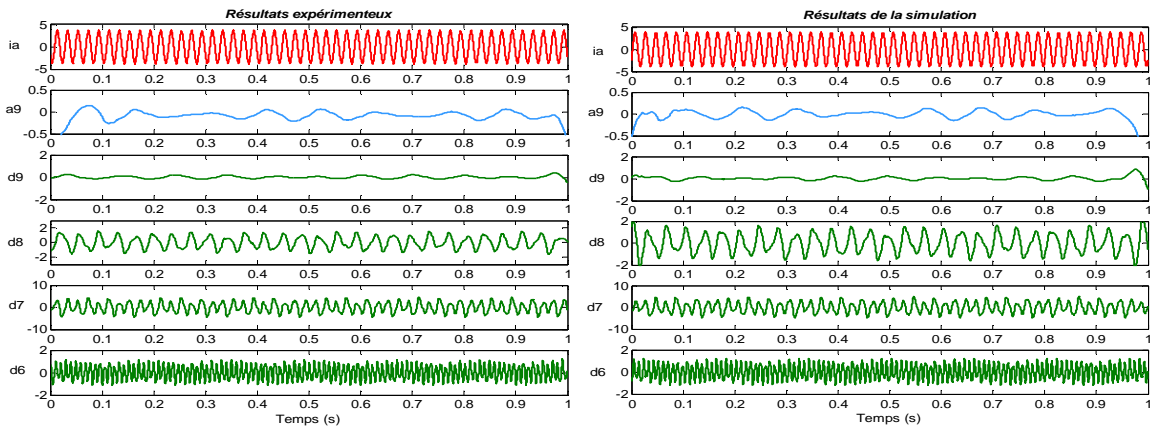
En fonctionnement sain de la machine, la figure 3.19 illustre uniquement l'harmonique fondamental du spectre du courant statorique (Fig. 3.19.a). En fonctionnement avec défaut de court-circuit des spires, on remarque une augmentation des amplitudes des composantes vis à vis les raies à  $k.f_s$ , générées par l'effet du défaut (Fig. 3.19.b).



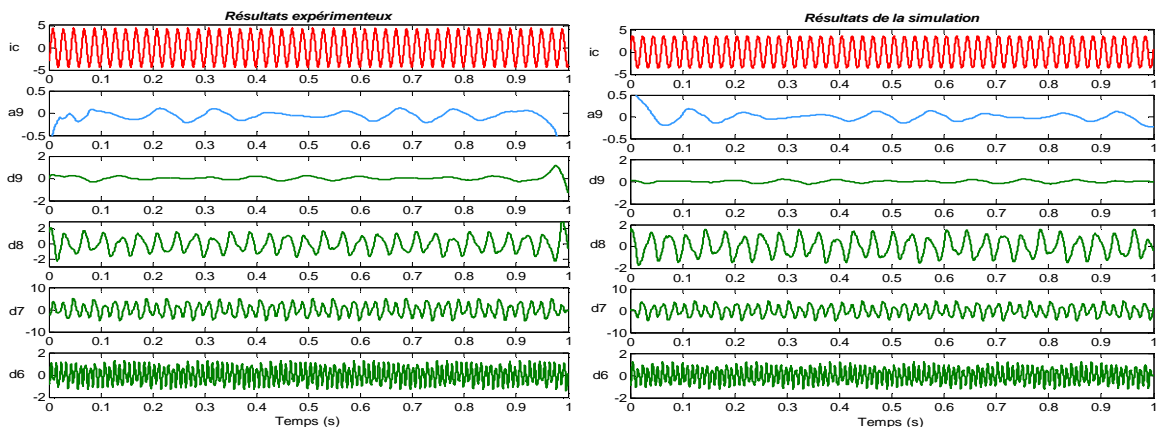
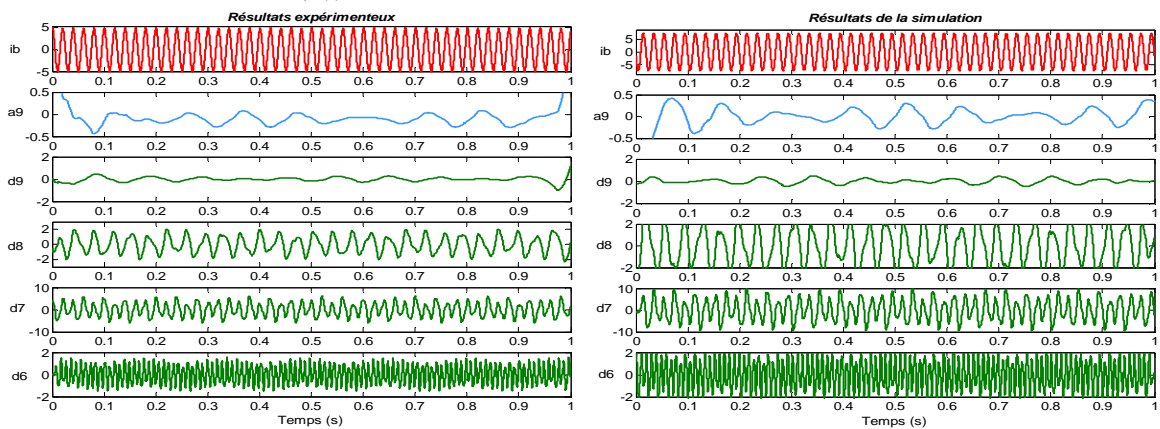
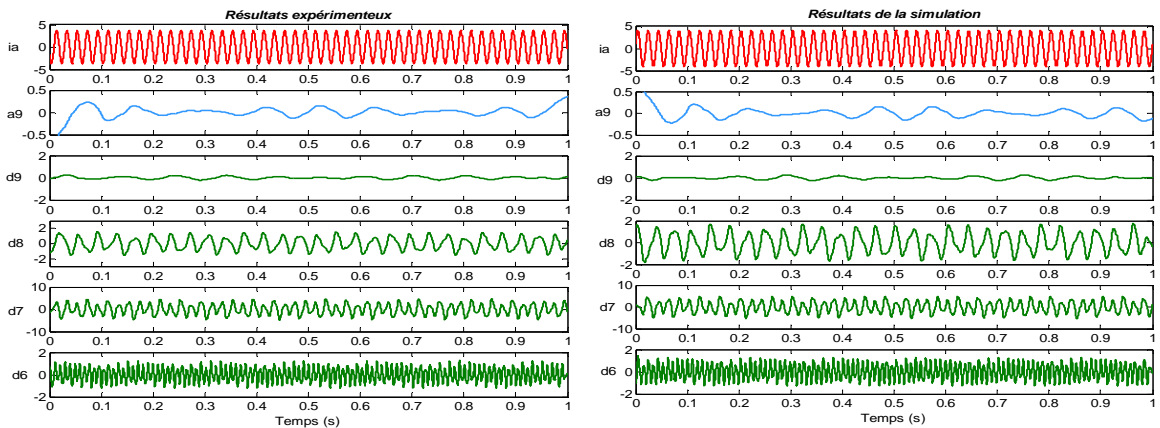
**Fig.3.19:** FFT du courant statorique lors d'un court-circuit entre spires (58 spires) sur la phase  $b_s$

### B. Analyse spectrale du courant statorique par TOD (DWT) en régime permanent

La détection du défaut par l'analyse multi résolution est effectuée en utilisant deux types de familles *Daubechies*: db4 et db44. Les figures (3.20 et 3.21) représentent les résultats d'analyse des trois courants statoriques ( $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ ) pour une machine à l'état sain et avec de défaut de court-circuit entre spires sur la phase  $b_s$  (12.5 %) en régime permanent.

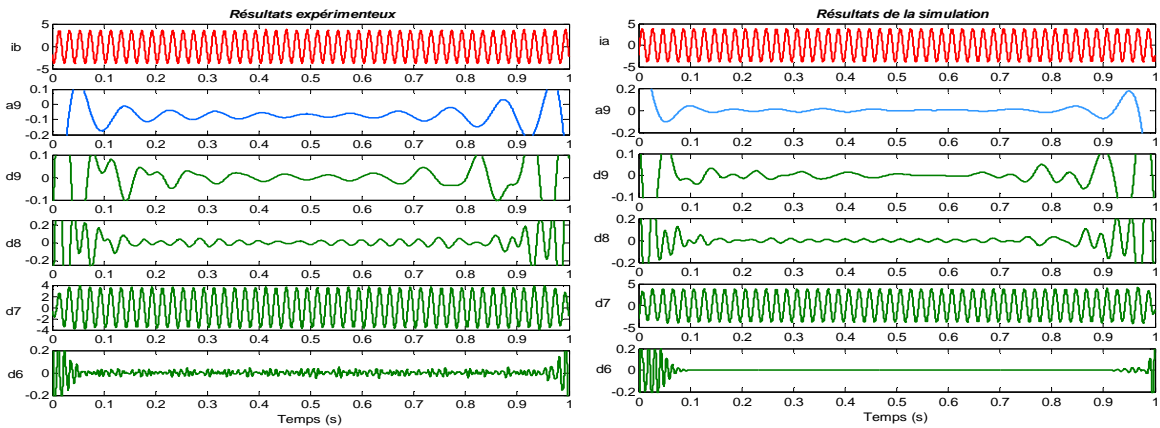


-a-

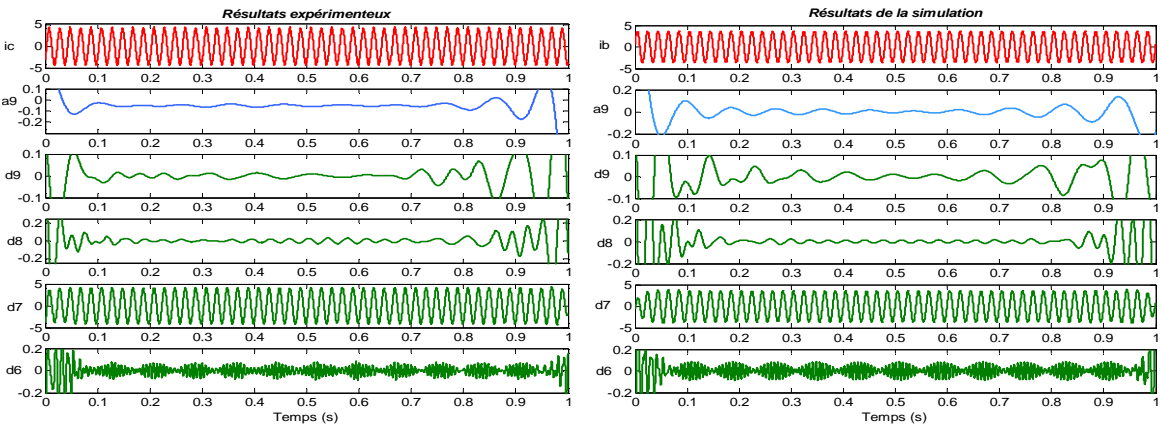
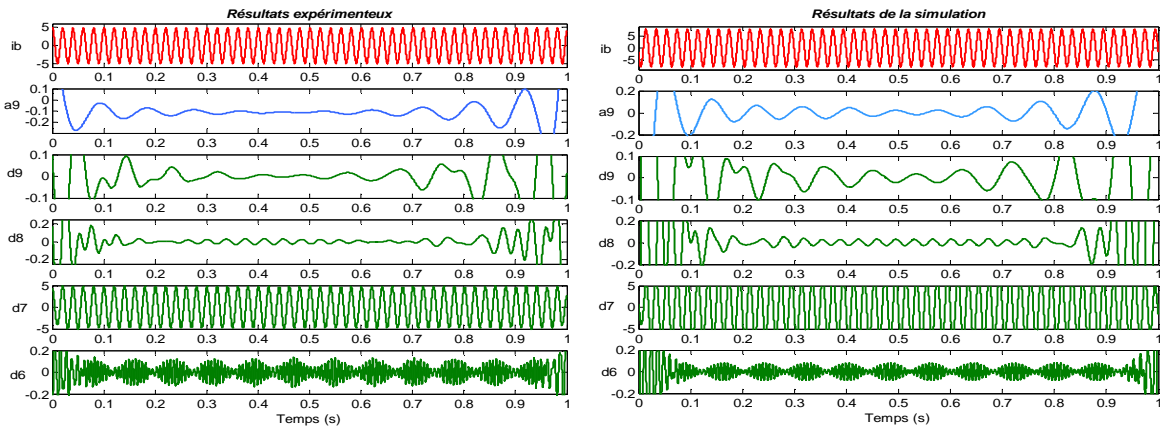
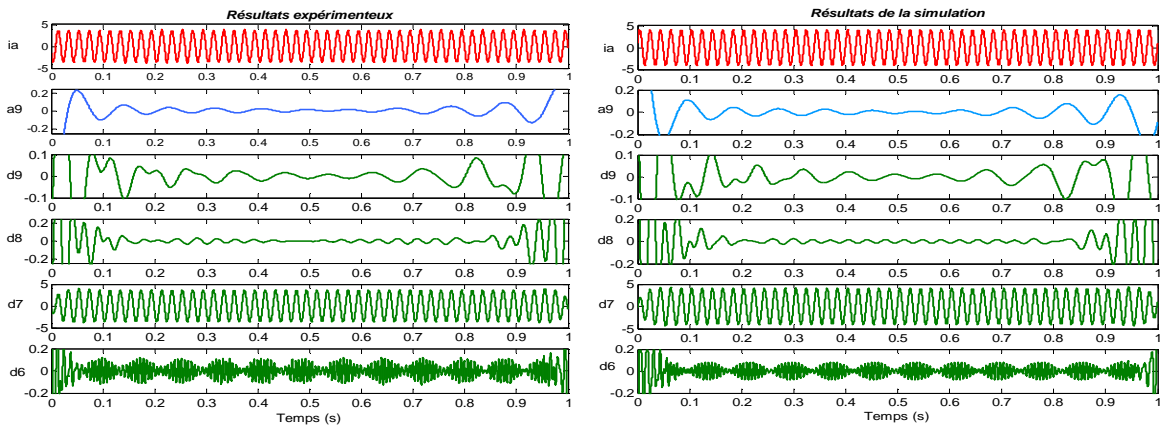


-b-

**Fig. 3.20:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette  $db_4$ :  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec un court-circuit de 58 spires sur la phase  $b_s$



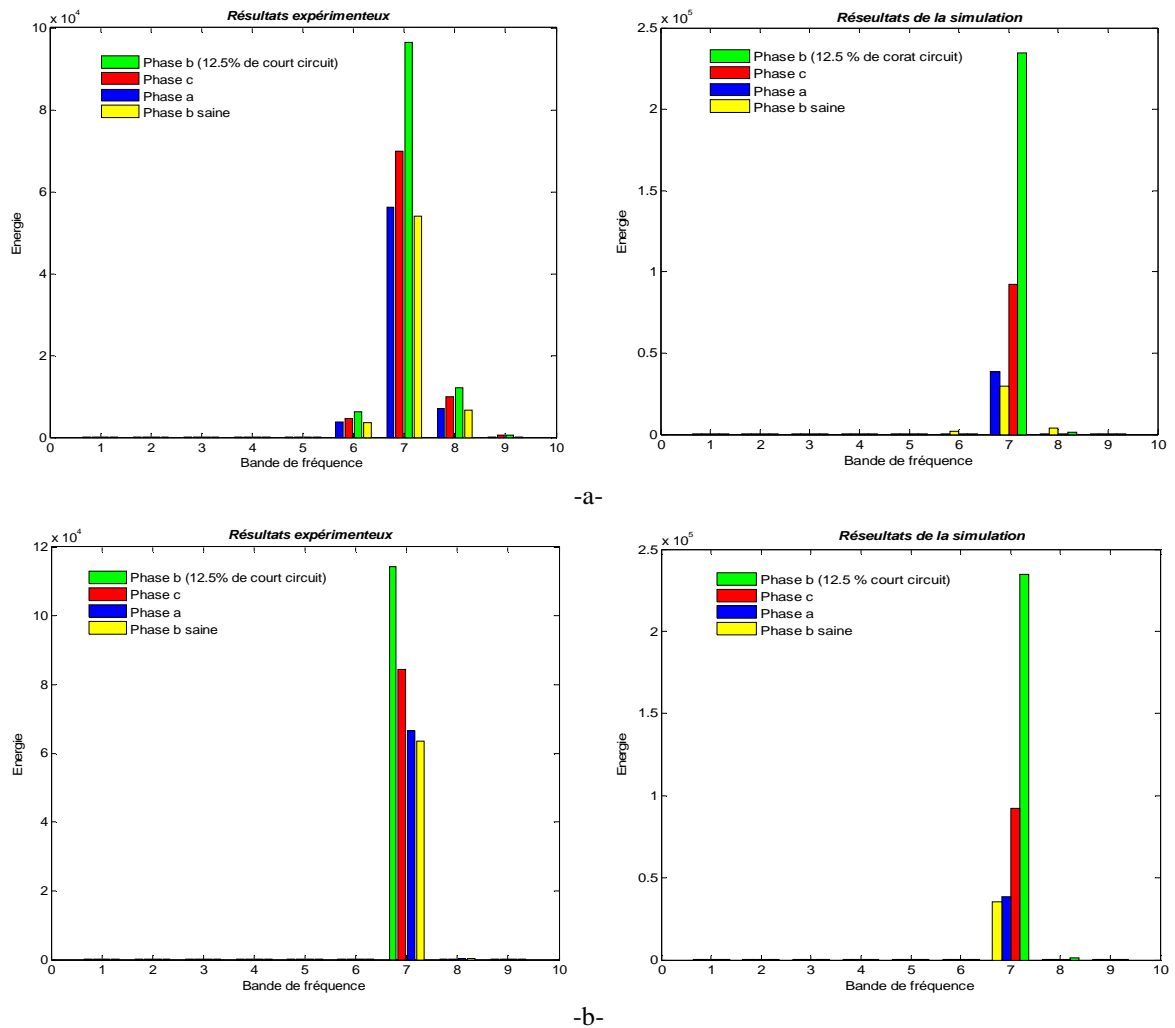
-a-



-b-

**Fig. 3.21:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec un court-circuit de 58 spires sur la phase  $b_s$

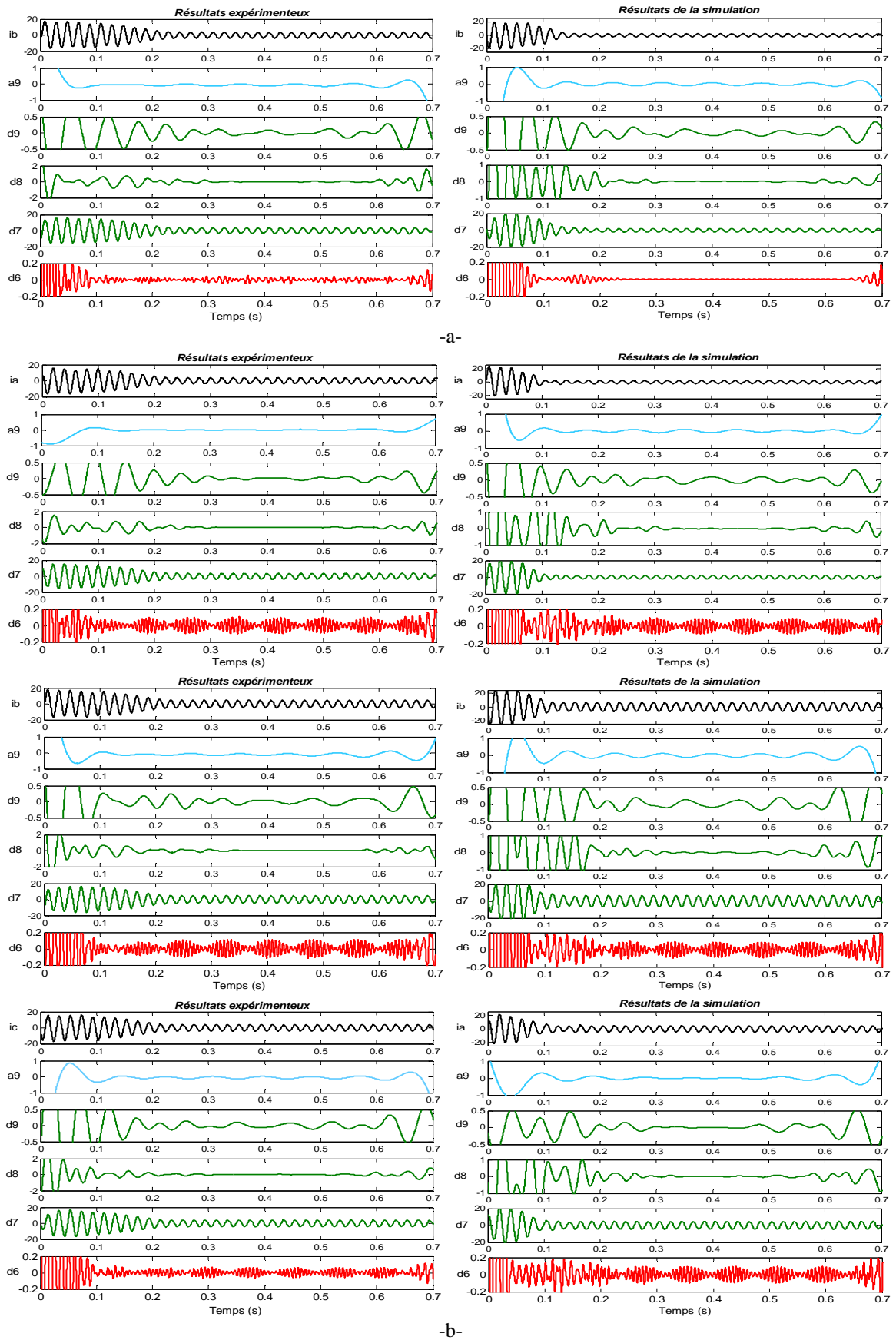
Les signaux de détails et d'approximation par analyse à base de db44 pour une machine saine (Fig. 3.20) et avec défaut montrent que l'amplitude du coefficient d6 issu de l'analyse des trois courants statoriques a subit une augmentation en fonctionnement avec défaut (Fig. 3.21). Ce qui montre que le choix de l'ordre de l'ondelette mère est très important. Il est noté pour le choix de l'ondelette à ordre élevé (db44) est adaptée bien à l'analyse du signal de courant.



**Fig. 3.22:** Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence, (a) db4, (b) db44 pour: machine saine et machine avec un court-circuit de 58 spires (12.5%) sur la phase  $b_s$

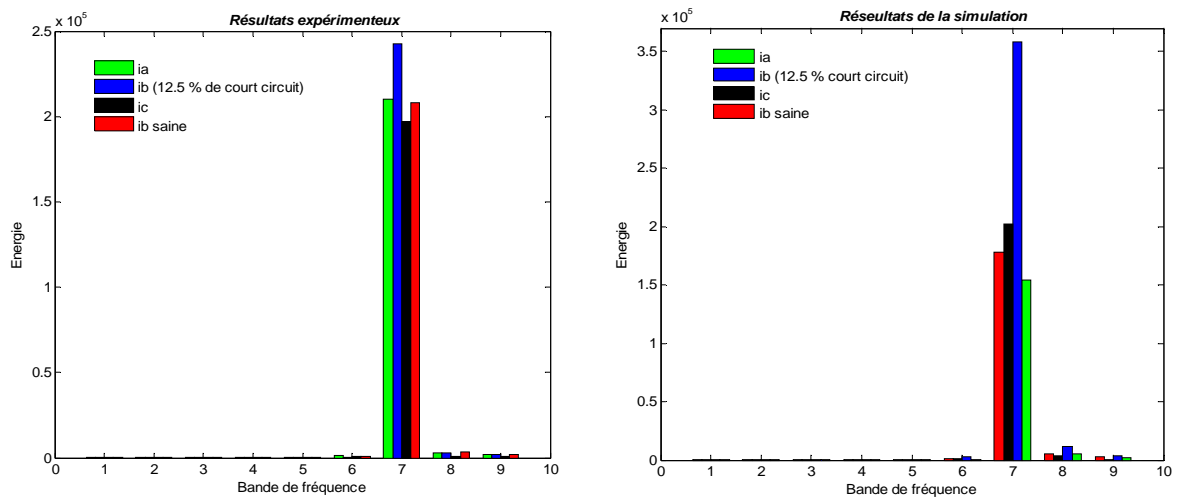
Les figures (3.22a et b) montrent la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences de décomposition de l'ondelette pour le cas sain et avec défaut de court-circuit entre spires sur la phase  $b_s$  (12.5%) de la machine en régime permanent. L'énergie emmagasinée dans le niveau de décomposition d7 confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail.

**C. Analyse spectrale du courant statorique par TOD (DWT) en régime transitoire**



**Fig. 3.23:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime transitoire:   
 -a- Machine saine, -b- Machine avec un court-circuit de 58 spires sur la phase bs

La figure 3.23 illustre le résultat d'analyse en régime transitoire des trois courants statoriques ( $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ ) par l'ondelette db44 en fonctionnement sain et avec défaut de court-circuit entre spires sur la phase  $b_s$  (12.5 %). On remarque le même phénomène qu'en régime permanent une augmentation de l'amplitude du coefficient d6, ainsi, l'énergie emmagasinée dans le niveau d7 de décomposition confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail, (Fig3.24).



**Fig. 3.24:** Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence db44 en régime transitoire: machine saine et machine avec court-circuit entre spires (58 spires:12.5%) sur la phase  $b_s$

L'analyse par l'ondelette db44 ainsi que le calcul de l'énergie emmagasinée dans le signal de décomposition permettent effectivement la détection du défaut de court circuit entre spires et représentent un bon indicateur de défaut.

### III.5 CONCLUSION

Le présent chapitre a été consacré au diagnostic des défauts de la machine asynchrone, particulièrement le défaut de cassure des barres rotoriques et le défaut de court circuit entre spires d'une phase statorique en régime stationnaire et non-stationnaire en utilisant la transformée de *Fourier rapide* et la transformée en *ondelettes discrète pour l'analyse du courant statorique* issu des simulations et de l'expérimentation.

L'utilisation de la transformée en ondelettes discrète est justifiée par le minimum d'information des signaux à analyser et le degré de liberté en ce qui concerne le choix de l'ondelette mère, du nombre de niveaux de décomposition et la fréquence d'échantillonnage.

En régime stationnaire, la transformée de Fourier et la transformée ondelette discrète permettent un diagnostic fiable pour la détection du défaut des cassures de barres



rotoriques dans le régime stationnaire avec une supériorité remarquable de la FFT par rapport de la TOD. Par contre pour le défaut de court-circuit entre spires statorique, la transformée ondelette discrète donne de résultat plus performant particulièrement si on utilise l'ondelette à ordre élevé. Ainsi, la signature de défaut de court-circuit entre spires statorique par FFT peut avoir une confusion avec le défaut du déséquilibre d'alimentation.

En régime non stationnaire, le diagnostic de défaut de cassure des barres et de court-circuit entre spires par la transformée ondelette discrète à travers l'analyse multi-résolution donne des résultats efficace.

Un détecteur à base des signatures spectrales des défauts statorique et/ou rotorique est réalisé basé sur l'extraction de l'énergie dans les bandes fréquentielles susceptibles d'apparaître les signatures recherchées.

Comme la machine asynchrone à cage est utilisée dans les entraînements à vitesses variables où l'introduction d'une commande est nécessaire. Le diagnostic des défauts en boucle fermée est d'un intérêt crucial, ce qui fait l'objet du quatrième chapitre.

**Chapitre IV: COMMANDE DIRECTE DU COUPLE  
SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNE MACHINE  
ASYNCHRONE AVEC DEFAUTS**

---

## IV

---

# COMMANDE DIRECTE DU COUPLE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE AVEC DÉFAUTS

## IV.1 INTRODUCTION

La stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature à la deuxième moitié des années 1980 sous le nom de DTC (*Direct Torque Control*) a été introduite par *Takahashi* [91], [92] et *Depenbrock* [93]. Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie à la place d'autres types et plus particulièrement de la commande par orientation du flux (*Field Oriented Control*).

La signature de défaut en fonctionnement en boucle fermée de la machine asynchrone est également un axe de recherche intéressant [94-99]. On distingue la référence [95] dont les auteurs étudient la commande de couple direct (DTC) en présence d'un défaut de court-circuit entre spires et les références [97], [98] qui considèrent le diagnostic du défaut de type rotorique de la machine asynchrone commandée vectoriellement.

Dans ce chapitre, une commande directe du couple sans capteur de vitesse de la machine asynchrone avec défauts rotorique et statorique sera considéré dans le but de détecter et localiser le défaut en boucle fermée pour divers mode de fonctionnement plus particulièrement à basse vitesse.

Pour mener cette étude, on présente en premier lieu la commande directe du couple sans capteur de la vitesse de la machine asynchrone en utilisant des modèles tenant compte le défaut de court-circuit entre spires au stator et de rupture des barres au rotor. En second lieu on utilise la technique de l'ondelette pour la détection du défaut.

## IV.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

La commande DTC d'un moteur asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension [92]. Le choix est basé généralement sur l'utilisation des comparateurs de type hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur [100]. La technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse et une plage de fonctionnement sans capteur.

### IV.3 SEQUENCE DE FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, on peut écrire [101]:

$$\bar{V}_s(S_a, S_b, S_c) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (4.1)$$

$[V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]^T$  est le vecteur tensions de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté théoriquement par 3 grandeurs booléennes de commande  $C_{ki}$  ( $i = 1, 2, 3$ ), où  $C_{ki}$  est l'état de l'interrupteur  $K_i$ , supposé parfait, tel que pour le  $i^{\text{ème}}$  bras de l'onduleur ( $i=1, 2, 3$ ):

- $C_{ki} = 1$  si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert;
- $C_{ki} = 0$  si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

avec :  $\bar{V}_0, \bar{V}_7 \Leftrightarrow (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) = (0, 0, 0), (1, 1, 1)$ .

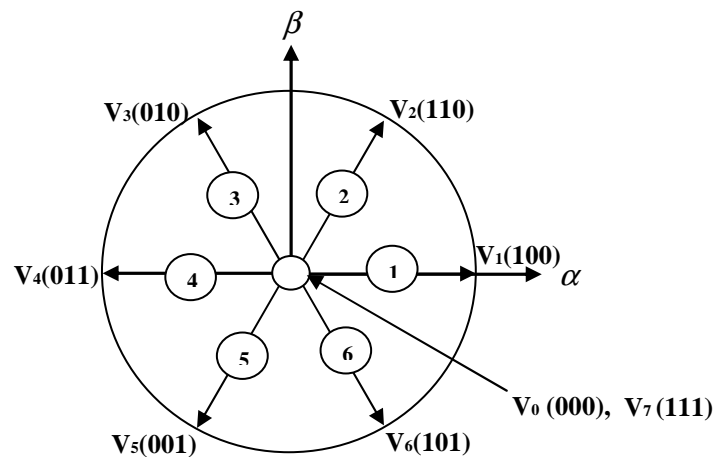


Fig.4.1: Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension

### IV.4 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE ET DU FLUX

L'algorithme de commande du couple et du flux (DTC) proposé par *Takahashi* a une stratégie basée sur:

#### IV.4.1. Contrôle du vecteur du flux statorique

Le flux statorique dans un repère lié au stator est donné par [101]:

$$\phi_s = \phi_{s0} + \int_0^t (V_s - r_s \cdot i_s) dt \quad (4.2)$$

où:  $\phi_{s0}$  est la valeur initiale de la liaison du flux de stator

Sur un intervalle ou une période de contrôle  $[0, T_e]$ , correspondant à une période d'échantillonnage  $T_e$ , l'expression (4.2) peut s'écrire comme suit:

$$\phi_s = \phi_{s0} + V_s T_e - \int_0^t r_s \cdot i_s dt \quad (4.3)$$

Pour des raisons simplificatrice, on considère le terme  $r_s \cdot i_s$  comme négligeable par rapport à la tension  $V_s$ , ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. A partir de l'équation (4.2) on écrit:

$$\frac{d\phi_s}{dt} \approx \int_0^t V_s dt \quad (4.4)$$

avec:

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_{s0} = V_s \cdot T_e \quad (4.5)$$

On constate que sur l'intervalle de temps  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\phi_s$  se déplace droite dont la direction est donnée par  $V_s$  (Fig. 4.2).

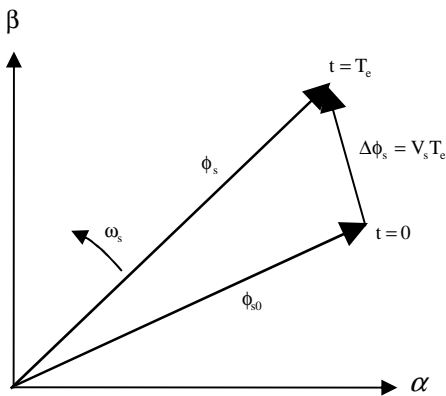


Fig.4.2: Evolution du flux statorique

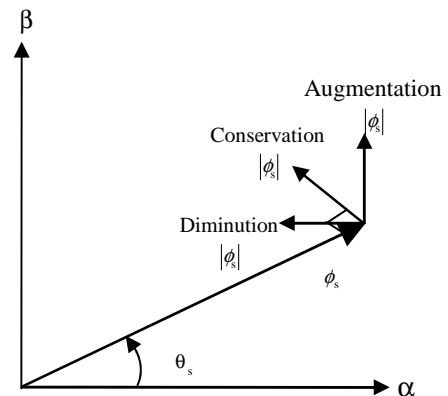


Fig.4.3: Comportement du flux statorique

En choisissant une séquence correcte du vecteur  $V_s$ , sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\phi_s$  une trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux  $\phi_s$  pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre l'extrémité de  $\phi_s$  sur une trajectoire presque

circulaire, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique  $T_s$  [102]. Lorsque le vecteur tension  $V_s$  est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux  $\phi_s$  est donnée par  $\frac{d\phi_s}{dt}$ , correspondant pratiquement au  $V_s$ .

Sur la figure 4.3, on représente trois directions possibles du vecteur flux  $\phi_s$ . Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité et de son amplitude conserve sa valeur. Par contre, dans le cas où  $V_s$  est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux  $\phi_s$ , on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure 4.3. De même, on relève que la "vitesse" de déplacement de l'extrémité du flux est nulle ou même négative, si l'on applique un vecteur tension nul.

#### IV.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique:

$$C_e = \frac{p \cdot M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} |\phi_s| |\phi'_r| \sin \theta_{sr} \quad (4.6)$$

où:  $\phi_s$  le vecteur flux statorique;  $\phi'_r$  le vecteur flux rotorique ramené au stator,  $\theta_{sr}$  est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\phi_s$  et  $\phi'_r$  de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\phi_s$  (à partir de  $V_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\phi_s$  et le couple électromagnétique de façon découplée.

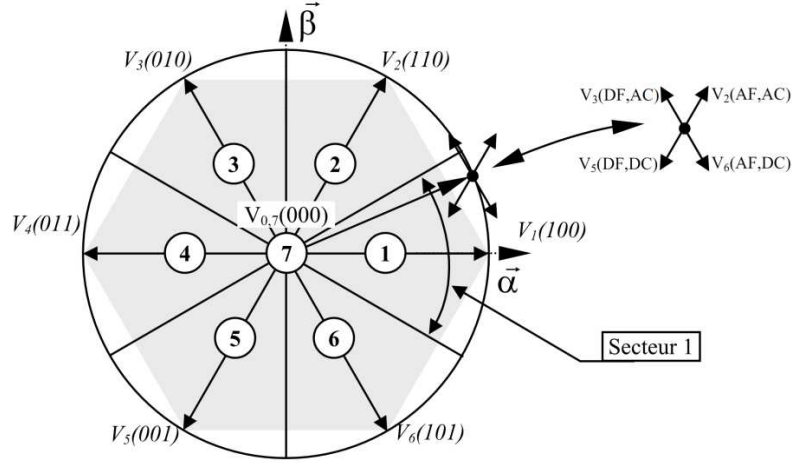
### IV.5 DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE

#### IV.5.1 Sélection du vecteur tension $V_s$

Une sélection appropriée du vecteur tension  $V_s$  par les interrupteurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) permet de déplacer le vecteur flux  $\phi_s$  de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de  $V_s$  dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique  $\phi_s$ , du sens de rotation de  $\phi_s$  et également de l'évolution souhaitée pour le couple [103].

Ainsi, on peut délimiter l'espace d'évolution de  $\phi_s$  dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones  $N=i$ , avec  $i = [1 \text{ à } 6]$ , déterminées à partir des composantes du

flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$  comme indiqué sur la figure 4.4. Lorsque le vecteur flux  $\phi_s$  se trouve dans une zone numérotée  $N=i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tensions.



**Fig.4.4:** Partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_i=1, \dots, 6$ .  
 AF : Augmenter le Flux                      DF : Diminuer le Flux  
 AC : Augmenter le Couple                    DC : Diminuer le Couple

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position  $N=i$ , les deux vecteurs tensions  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés puisque ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux  $\phi_s$  dans le secteur  $i$  [102].

#### IV.5.2 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. A partir de l'équation (4.2):

$$\phi_s = \phi_{s0} + \int_0^t (V_s - r_s \cdot i_s) dt$$

On obtient les composantes  $\alpha, \beta$  du vecteur  $\phi_s$  :

$$\begin{cases} \phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - r_s \cdot i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - r_s \cdot i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (4.7)$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  à partir des commandes  $(s_a, s_b, s_c)$  de mesure de la tension  $V_{dc}$  et en appliquant la transformation de Concordia [104]:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_s = \mathbf{V}_{s\alpha} + j\mathbf{V}_{s\beta} \\ \mathbf{V}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}\mathbf{V}_{dc} \left[ \mathbf{S}_a - \frac{1}{2}(\mathbf{S}_b + \mathbf{S}_c) \right] \\ \mathbf{V}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}\mathbf{V}_{dc} (\mathbf{S}_b - \mathbf{S}_c) \end{cases} \quad (4.8)$$

De même les courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$ , sont obtenus à partir de la mesure des courants réel  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  ( $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ) et par application de la transformation de Concordia [104]:

$$\begin{cases} \mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \\ i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (4.9)$$

On écrit le module du flux statorique et sa phase comme:

$$\begin{cases} |\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \angle\phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (4.10)$$

### IV.5.3 Estimation du couple électromagnétique

A partir des flux statoriques  $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$  et les courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$ , on peut mettre l'expression du couple sous la forme:

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (4.11)$$

## IV.6 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

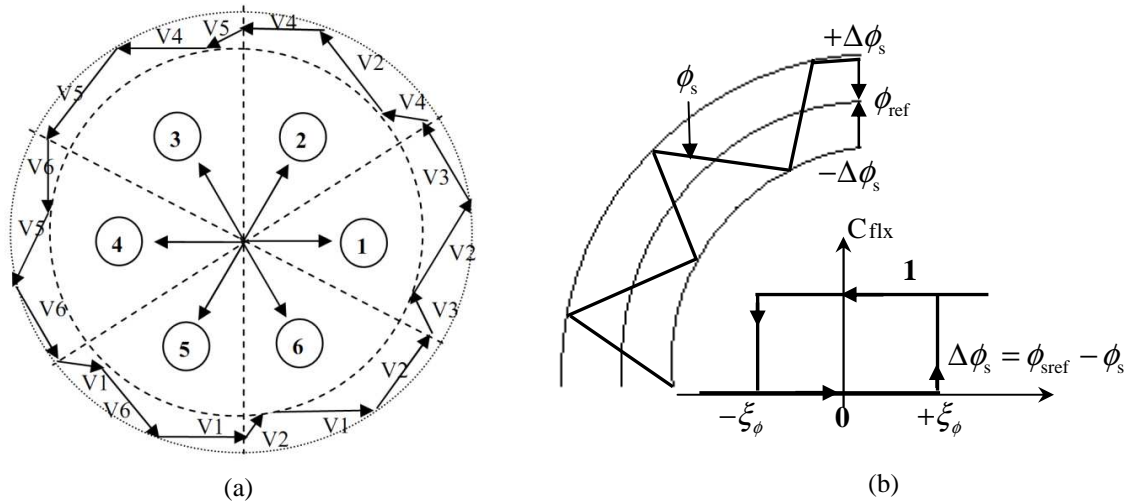
### IV.6.1 Correcteurs de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (4.5.a). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\phi_s$  afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur de type hystérésis à deux niveaux convient parfaitement et permet de plus d'obtenir de bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne " $C_{flx}$ " indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $C_{flx}=1$ ) ou diminuée ( $C_{flx}=0$ ) de façon à maintenir:

$$|\phi_{ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (4.12)$$

avec :  $\phi_{ref}$  consigne du flux,  $\Delta\phi_s$ : largeur d'hystérésis du correcteur.





**Fig.4.5:** Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.

On peut écrire alors:

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\phi > \xi_\phi & \text{alors } C_{\text{flx}} = 1 \\
 \text{si } -\xi_\phi \leq \Delta\phi \leq \xi_\phi & \text{alors } C_{\text{flx}} = 0 \\
 \text{si } -\xi_\phi \leq \Delta\phi \leq \xi_\phi & \text{alors } C_{\text{flx}} = 1 \\
 \text{si } \Delta\phi < -\xi_\phi & \text{alors } C_{\text{flx}} = 0
 \end{cases}
 \quad \text{et} \quad
 \begin{cases}
 d\Delta\phi / dt > 0 \\
 d\Delta\phi / dt < 0
 \end{cases}
 \quad (4.13)$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi$  entre le flux de référence  $\phi_{\text{ref}}$  et le flux estimé  $\hat{\phi}$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (Fig. 4.5.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $C_{\text{flx}} = +1$  pour augmenter le flux ( $C_{\text{flx}} = 0$  pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteur  $V_{i+1}$  ou  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique  $\phi$ .

#### IV.6.2 Correcteur de couple

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple tel que:

$$|C_{\text{ref}} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (4.14)$$

avec:  $C_{\text{ref}}$  la référence du couple,  $\Delta C_e$  la bande d'hystérésis du correcteur.

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif [101], ce comparateur est modélisé par l'algorithme  $\epsilon_{C_e}$ , tels " $C_{\text{cpl}}$ " qui représente l'état de sortie du comparateur et la limite de la bande d'hystérésis, Fig.4.6.

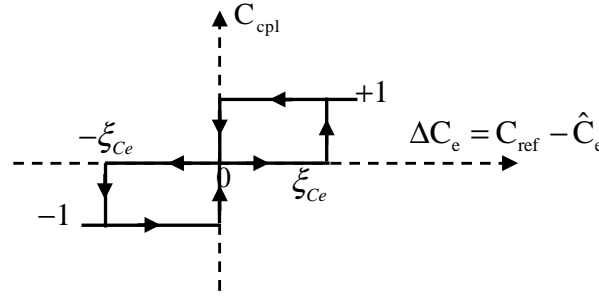


Fig.4.6: Correcteur du couple à trois niveaux

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \xi_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \xi_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \xi_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\xi_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{si } -\xi_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } -\xi_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{array} \right. \quad (4.15)$$

#### IV.7 TABLE DE VERITE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables " $C_{flx}$ ", " $C_{cpl}$ " et de la zone  $N_i$ , de la position du vecteur flux statorique  $\phi_s$ . On retrouve bien avec la table de vérité 4.1, la formulation de la sélection des vecteurs tensions  $V_{i+1}, V_{i-1}, V_{i+2}, V_{i-2}$ , correspondant à une zone  $N=i$  et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux. En sélectionnant l'un des deux vecteurs nuls  $V_0$  ou  $V_7$ , la rotation du flux  $\phi_s$  est arrêtée, ce qui entraîne une décroissance du couple  $C_e$ . On choisi alternativement  $V_0$  et  $V_7$  de manière à minimiser le nombre de commutation sur l'onduleur.

Tableaux.4.1: Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

N		1	2	3	4	5	6	COMPRATEUR
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 NIVEAUX
	$C_{cpl} = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	$C_{cpl} = -1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 NIVEAUX
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 NIVEAUX
	$C_{cpl} = 0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	$C_{cpl} = -1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 NIVEAUX

## IV.8 COMMANDE DIRECTE DE COUPLE SANS CAPTEUR DE VITESSE

La figure 4.7 montre le schéma bloc de la commande DTC sans capteur mécanique en utilisant l'observation issue du *Luenberger* pour la vitesse.

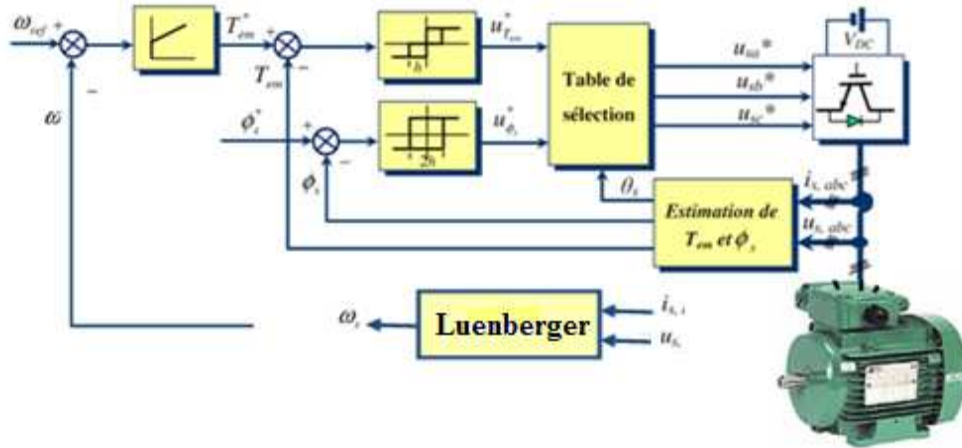


Fig.4.7: Schéma bloc de la DTC sans capteur de vitesse

Dans ce chapitre, on utilise le modèle général de défauts stator/rotor donnés par l'Eq. 2.31. Les paramètres de l'observateur de *Luenberger* pour l'estimation de  $\omega_r$  sont données en annexe D.

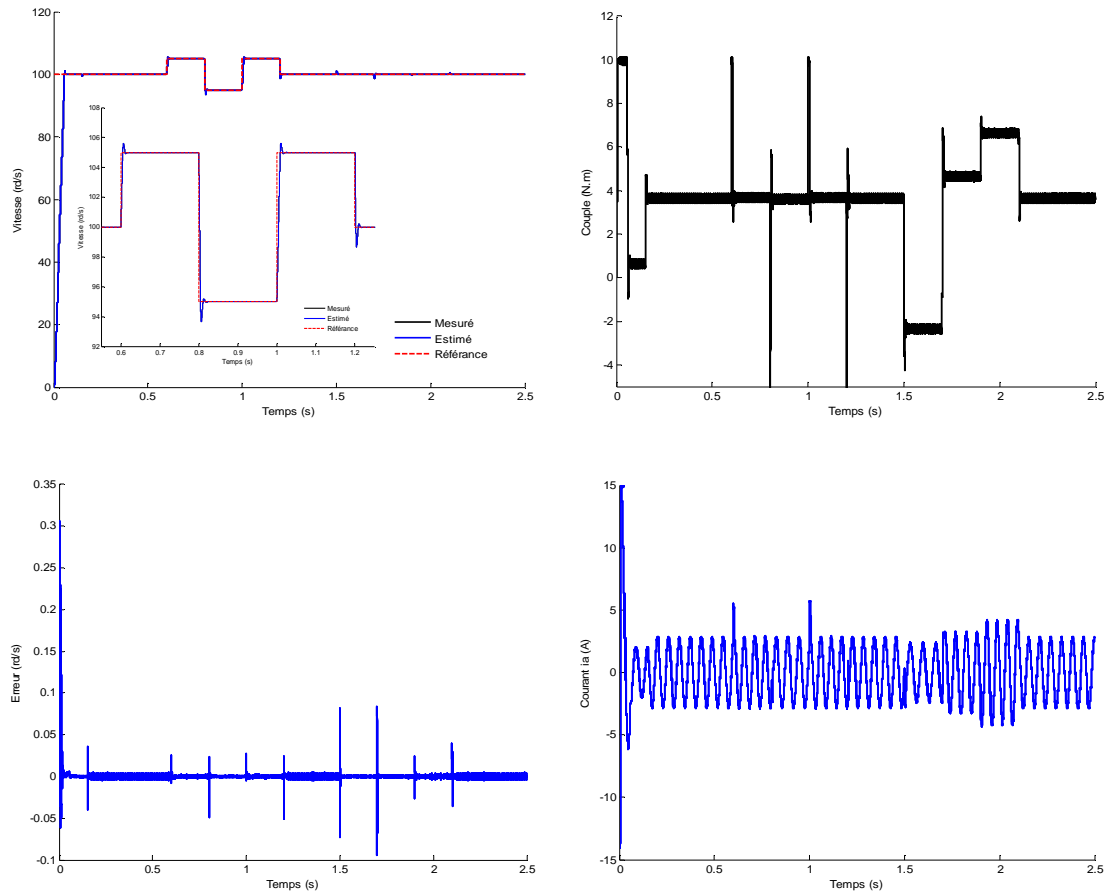
## IV.9 RESULTATS DE SIMULATION

### IV.9.1 Machine saine

La simulation illustrée sur la figure 4.8 est effectuée pour une durée de 2.5s de la manière suivante:

- pour  $0 < t < 0.15s$ , la consigne de vitesse  $\omega_{ref}$  évolue linéairement de 0 à 100 rad/s, le couple de charge  $C_r$  restant nul,
- pour  $0.15 < t < 1.2s$ , on applique à la machine une excitation en vitesse de  $100 \pm 5$  rad/s et un couple de charge constant de 3Nm,
- pour  $t > 1.2s$ , la consigne de vitesse  $\omega_{ref}$  reste fixée à 100 rad/s, à  $t = 2.5s$ , on applique à la machine un couple de charge variable allant de 1 à 6 Nm.

La figure 4.8 montre les grandeurs électriques et mécaniques estimées et réelles de la machine en boucle fermée où on remarque les bonnes performances de l'estimateur de vitesse de *Luenberger* pour un profil variable de vitesse de référence et du couple de charge (la vitesse estimée est proche de sa référence et l'erreur d'estimation converge rapidement vers zéro).

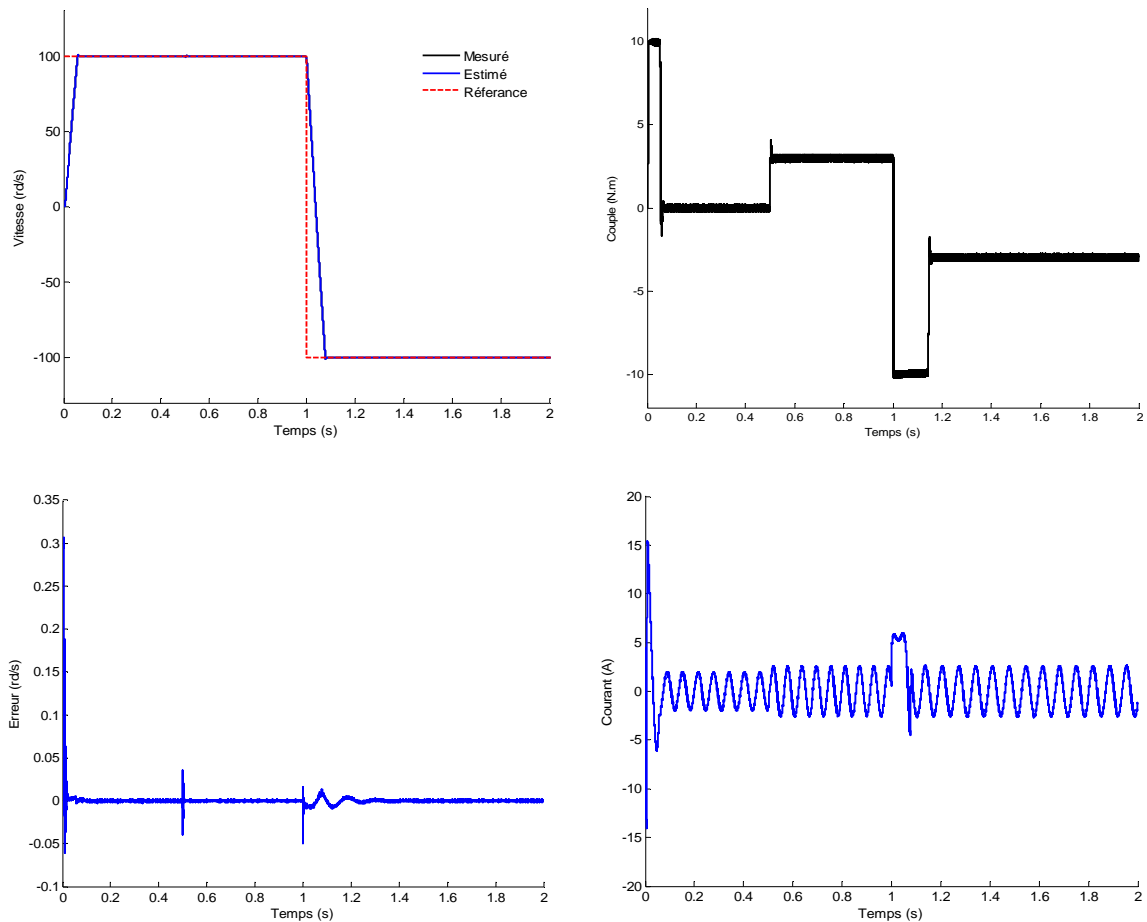


**Fig.4.8:** Grandeurs électriques et mécaniques estimées et réelles de la DTC sans capteur de vitesse

#### ▪ Inversion du sens de rotation

La figure 4.9 présente l'évolution de la vitesse mesurée et estimée de la DTC de la machine en utilisant un PI comme régulateur de vitesse. Après l'établissement du flux, on impose une vitesse de référence de 100 à -100 rd/s aux l'instant  $t=1s$ , la charge de 3 Nm est appliquée à  $t=0,5s$ .

Lors de l'inversion de la vitesse, on remarque le bon suivi de la vitesse avec la consigne avec un temps de réponse pratiquement le même et l'erreur d'estimation tend rapidement vers zéro. L'allure du couple électromagnétique et les courants statoriques présentent des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée, ainsi les résultats d'estimation par l'observateur de *Luenberger* sont satisfaisants.



**Fig.4.9:** Evolution de la vitesse, couple et du courant statorique pour un profil de vitesse de 100 à -100 rd/s

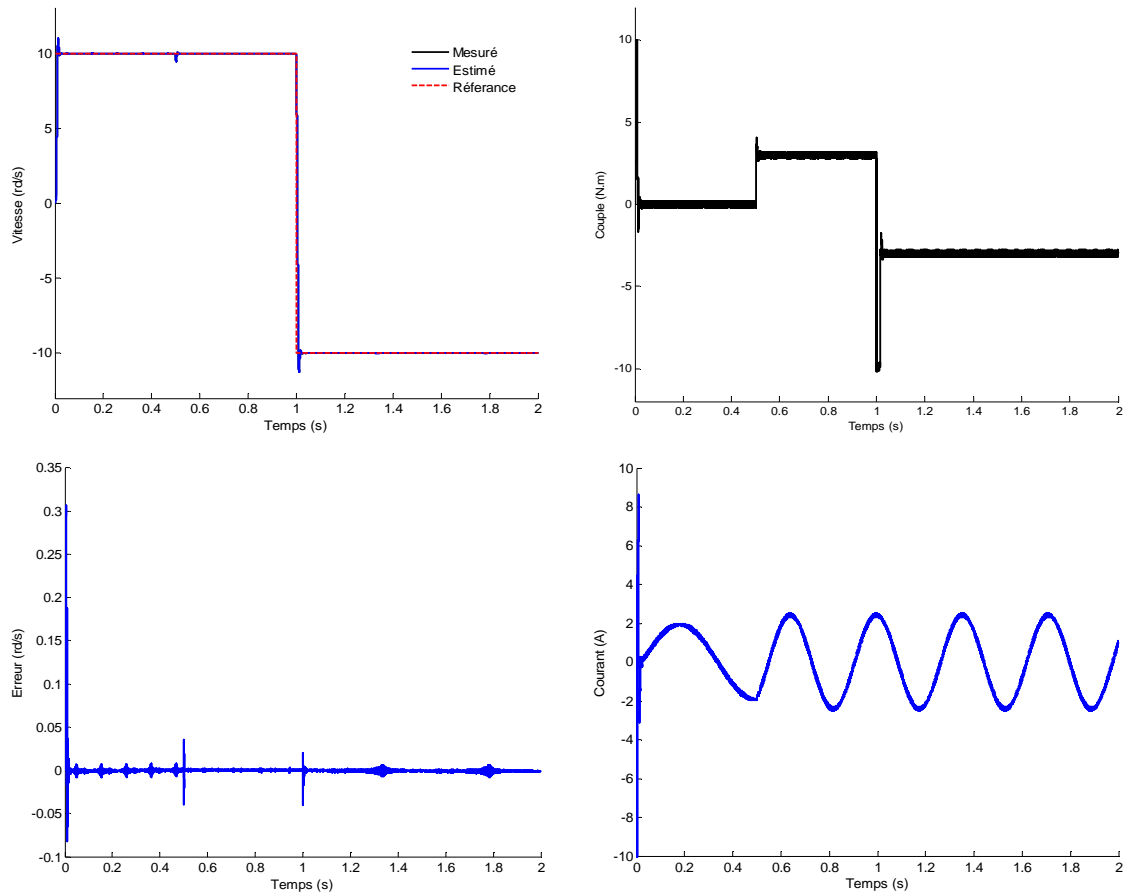
#### ▪ Test de robustesse: basses vitesses

La simulation est effectuée en fonctionnement à basse vitesse en considérant la consigne de vitesse de +10 rad/s à -10 rad/s à  $t=1s$ , le couple de charge de 3N.m est appliqué à l'instant  $t=0.5s$  (Fig. 4.10).

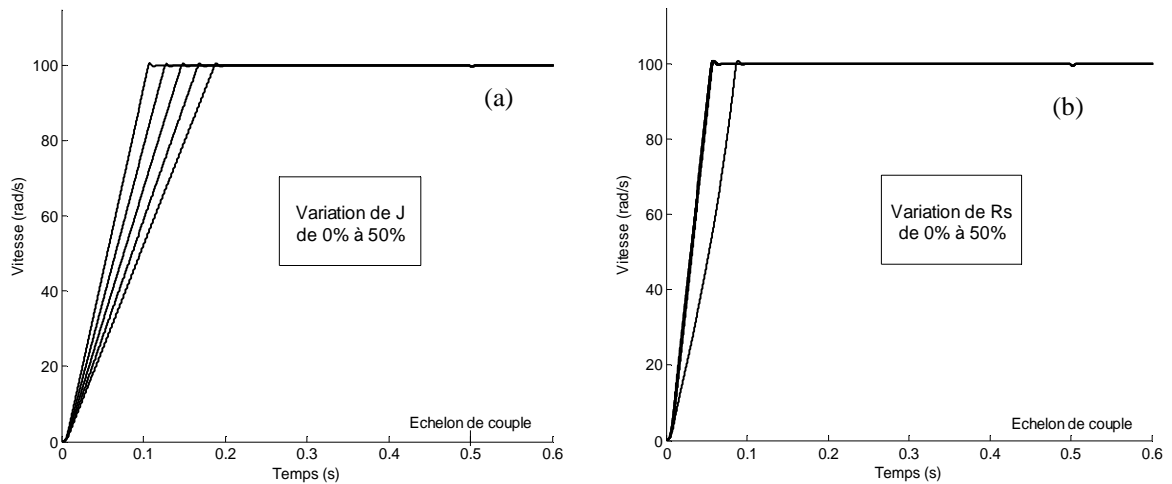
Les résultats montrent les bonnes performances ainsi une dynamique acceptable des variables contrôlées, le temps de réponse de la vitesse estimée et le suivi de la trajectoire sont très appréciables.

#### ▪ Influence des variations paramétriques de la MAS

L'effet des variations paramétriques sur la commande DTC est effectué, en considérant des variations de 0% à 50 % sur l'inertie du système ainsi sur la résistance statorique (Fig. 4.11). On remarque que les variations paramétriques affectent la vitesse lors du démarrage à vide avec une augmentation du temps de réponse.



**Fig.4.10:** Evolution de la vitesse, couple et du courant pour une inversion de vitesse 10 à -10 rd/s



**Fig.4.11:** Caractéristique de la vitesse: (a) Variation de  $J$ , (b) Variation de  $R_s$

#### IV.9.2 Machine avec défauts

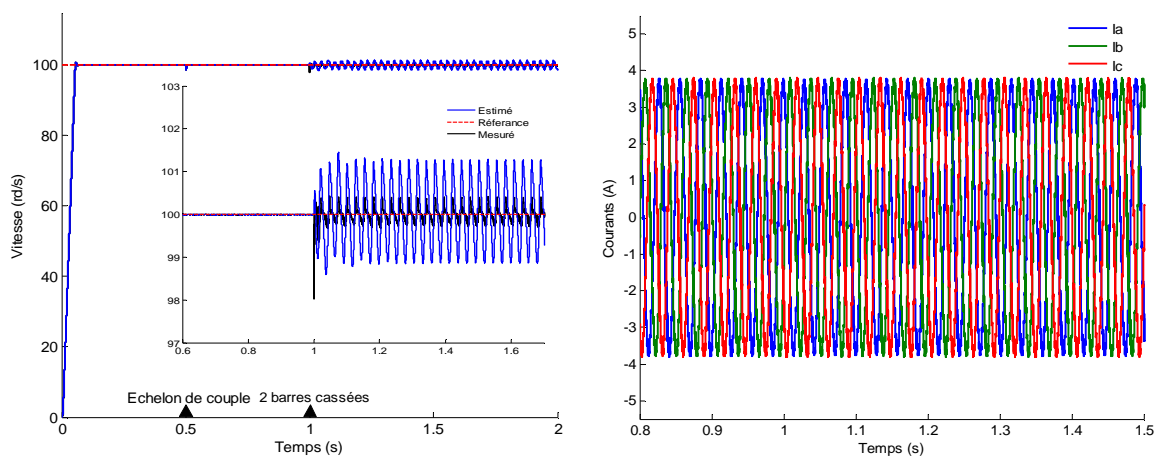
La surveillance de la machine devra prendre en compte les variables de la commande afin de détecter l'occurrence éventuelle d'un défaut. Dans cette partie, on présente l'influence des défauts de la machine de type cassure des barres rotoriques et les courts-circuits entre spires statoriques sur la commande direct du couple.

La détection du défaut est effectuée à travers le changement de comportement des signaux mesurés par l'analyse à base de la transformation de Fourier (FFT) en régime permanent et l'analyse par la transformation d'ondelette discrète (TOD) en régime transitoire et permanent.

#### IV.9.2.1 Défaut de cassure des barres rotoriques

La figure 4.12 illustre les courbes de vitesse et les courants statoriques de la machine à l'état sain et en défaut de deux barres rotoriques à l'instant  $t=1$ s. L'essai est effectué pour une vitesse de référence de 100 rad/s et à charge nominale de 6Nm.

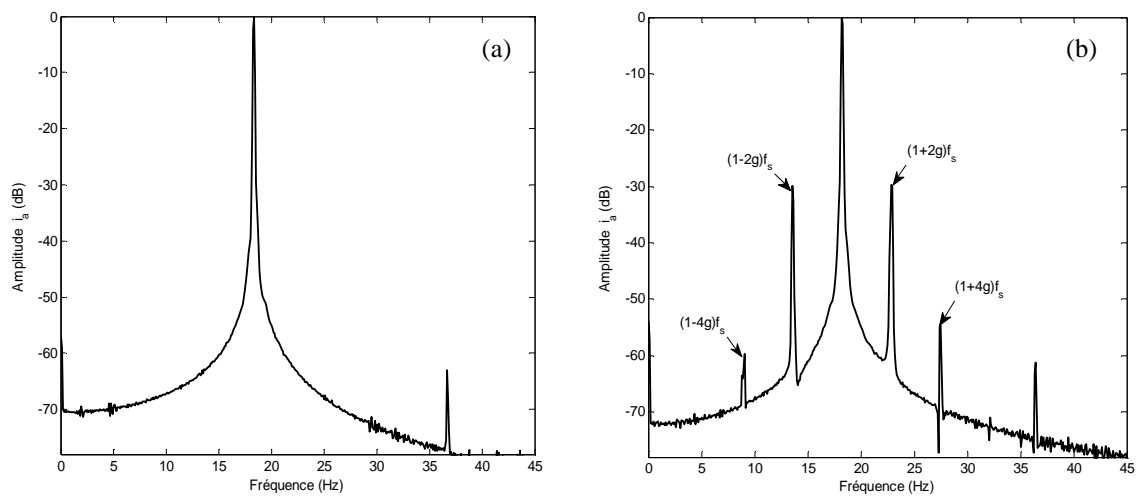
L'effet du défaut se manifeste par des oscillations sur la vitesse d'estimation.



**Fig. 4.12:** Vitesse et courants statoriques pour un défaut de cassure de deux barres rotorique

#### A. FFT du courant statorique

La cassure des barres rotoriques génère des fréquences dépendant de la vitesse de rotation de la machine



**Fig. 4.13:** FFT du courant statorique:

(a) machine saine (b): machine avec deux barres cassées

L'analyse du courant statorique montre l'apparition des raies latérales vis à vis le fondamental correspondant aux raies de défaut situées à  $(1\pm 2k) f_s$  comme le montre la figure 4.13 et le tableau 4.2.

**Tableau 4.2:** Fréquences de défaut de cassure de deux barres rotorique

	$(1-4g).f_s$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1+4g).f_s$
$f_{\text{déduite}}$ (Hz)	9.07	13.55	22.76	27.41
$f_{\text{calculé}}$ (Hz)	10.37	13.18	21.16	24.33
Amplitude (dB)	-59.72	-30.07	-29.73	-54.66

### B. DWT du courant statorique

La détermination du nombre de décomposition ainsi que le choix de l'ondelette mère sont nécessaire pour une détection précise et rapide. Le niveau de décomposition est calculé à travers la relation établit au chapitre 3, (Eq. 3.11) pour  $f=10e^{-5}$  et  $f_s=50$  Hz, on obtient:

$$N_f = \text{int} \left( \frac{\log(10^5 / 50)}{\log(2)} \right) + 2 \approx 12 \text{ niveau}$$

La procédure de détection présentée dans le chapitre 3 est appliquée à l'analyse multi résolution de db44 sur 12 niveaux de décomposition (Tab 4.3).

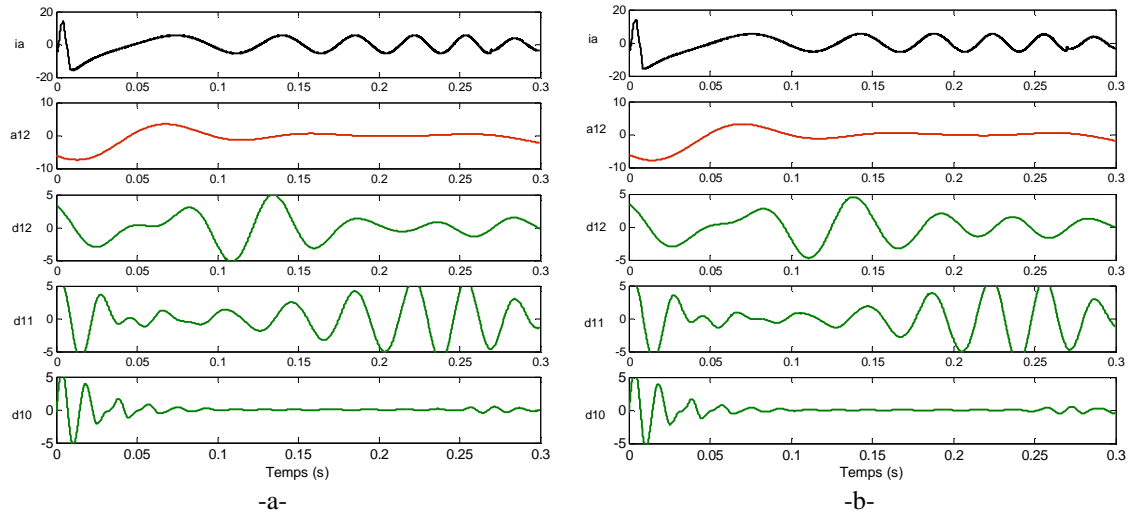
**Tableau 4.3:** Bande des fréquences associées aux détails et approximations

Niveau	Bandes de fréquences
a12	0 - 12.20 Hz
d12	12.20 - 24.41 Hz
d11	24.41 - 48.82 Hz
d10	48.82 - 97.65Hz

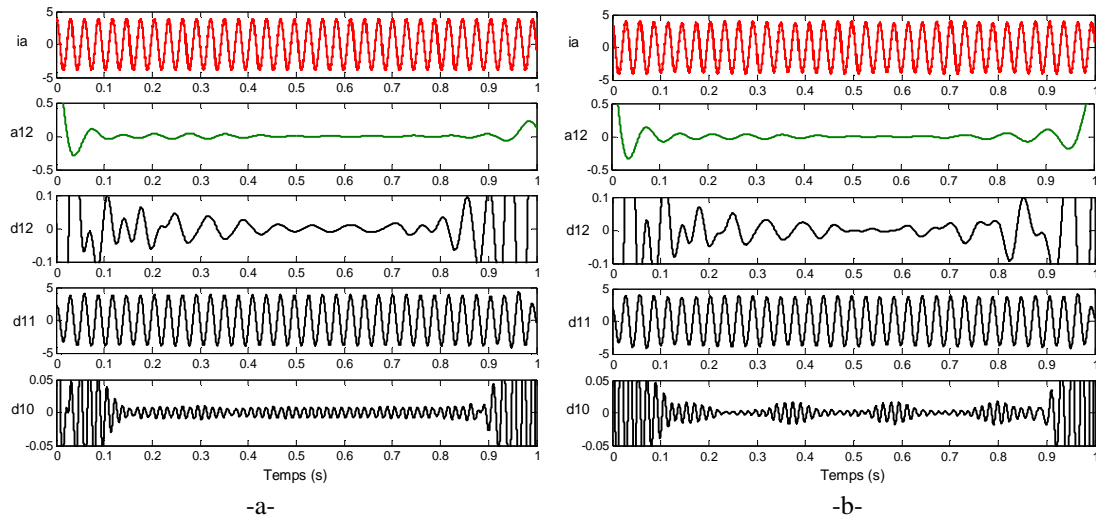
Les spectres des coefficients d'approximation et de détail, ainsi que l'énergie dans les bandes de fréquences sont présentés pour les deux régimes: régime permanent (stationnaire et régime transitoire (non-stationnaire).

La figure 4.14 représente les signaux à niveau élevé de détail et d'approximation obtenus (a12, d12, d11 et d10) du courant de démarrage (transitoire) pour une machine saine (a) et pour un défaut de deux barres cassées (b). L'examen de la figure 4.14b montre qu'il n'y a aucune indication de changements dans le signal du courant sur l'existence de défaut par rapport l'état sain (figure 4.14a).

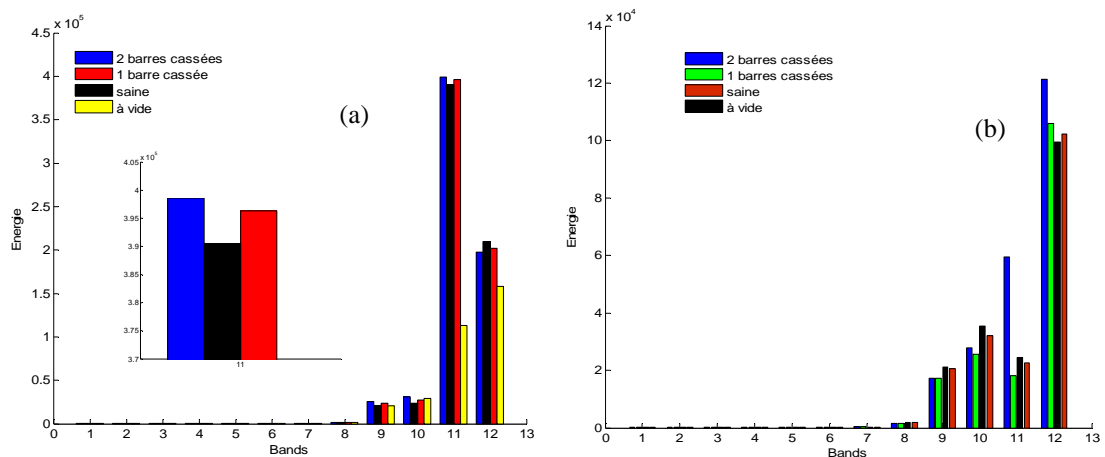




**Fig. 4.14:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées



**Fig. 4.15:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées



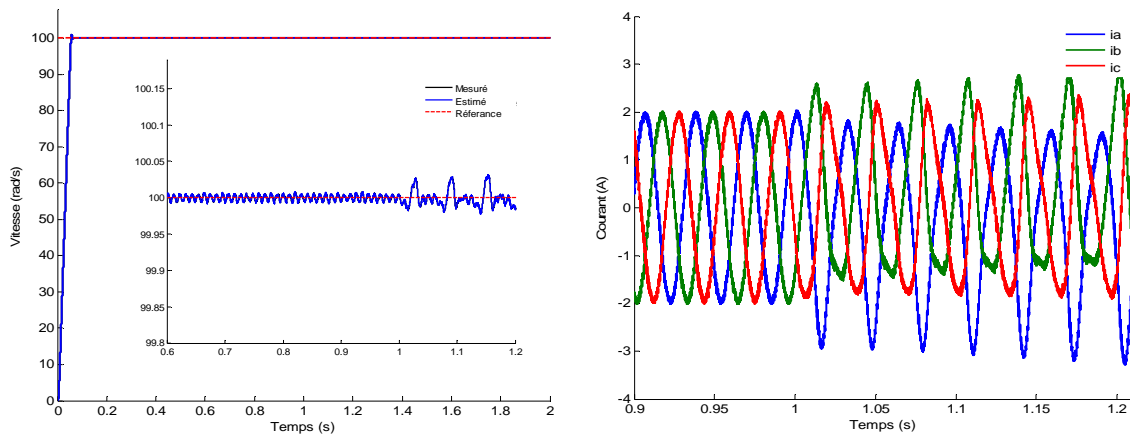
**Fig.4.16:** Variation de l'énergie : (a) régime permanent, (b) régime transitoire

Dans la figure 4.15, les signaux de détail et d'approximation (a12, d12, d11 et d10) sont obtenus en régime permanent, on note que l'effet de cassures de barres rotoriques provoquent une augmentation de l'amplitude au niveau la bande d10 seulement.

La figure 4.16 illustre l'énergie du signal où on remarque une augmentation de l'énergie de la bande de fréquences "d11" et "d12" dans le cas d'un défaut de cassure des barres rotorique par rapport au cas sain en fonctionnement à vide.

#### IV.9.2.2 Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique

Dans ce cas, la simulation de la commande DTC de la machine asynchrone est effectuée en considérant un défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique, les résultats sont donnés par la figure 4.17:



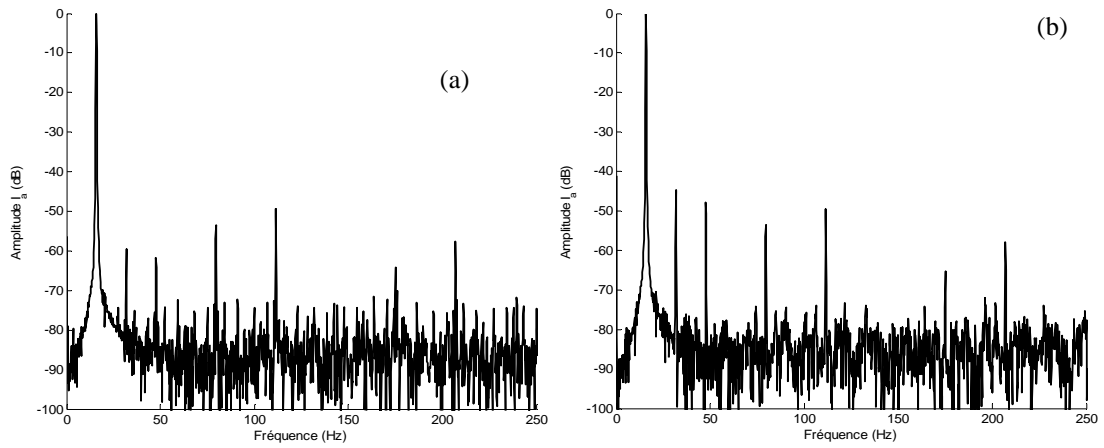
**Fig. 4.17:** Vitesse et courants statoriques pour un défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique

La figure 4.17 illustre la caractéristique de vitesse et du courant statorique de la machine pour une vitesse de référence de 100 rad/s en fonctionnement à vide. Le défaut de court-circuit entre spires (10 spires) sur la phase " $a_s$ " est effectué à l'instant  $t=1s$ . On remarque une augmentation de l'amplitude des courants statoriques à l'instant de défaut.

##### A FFT du courant statorique

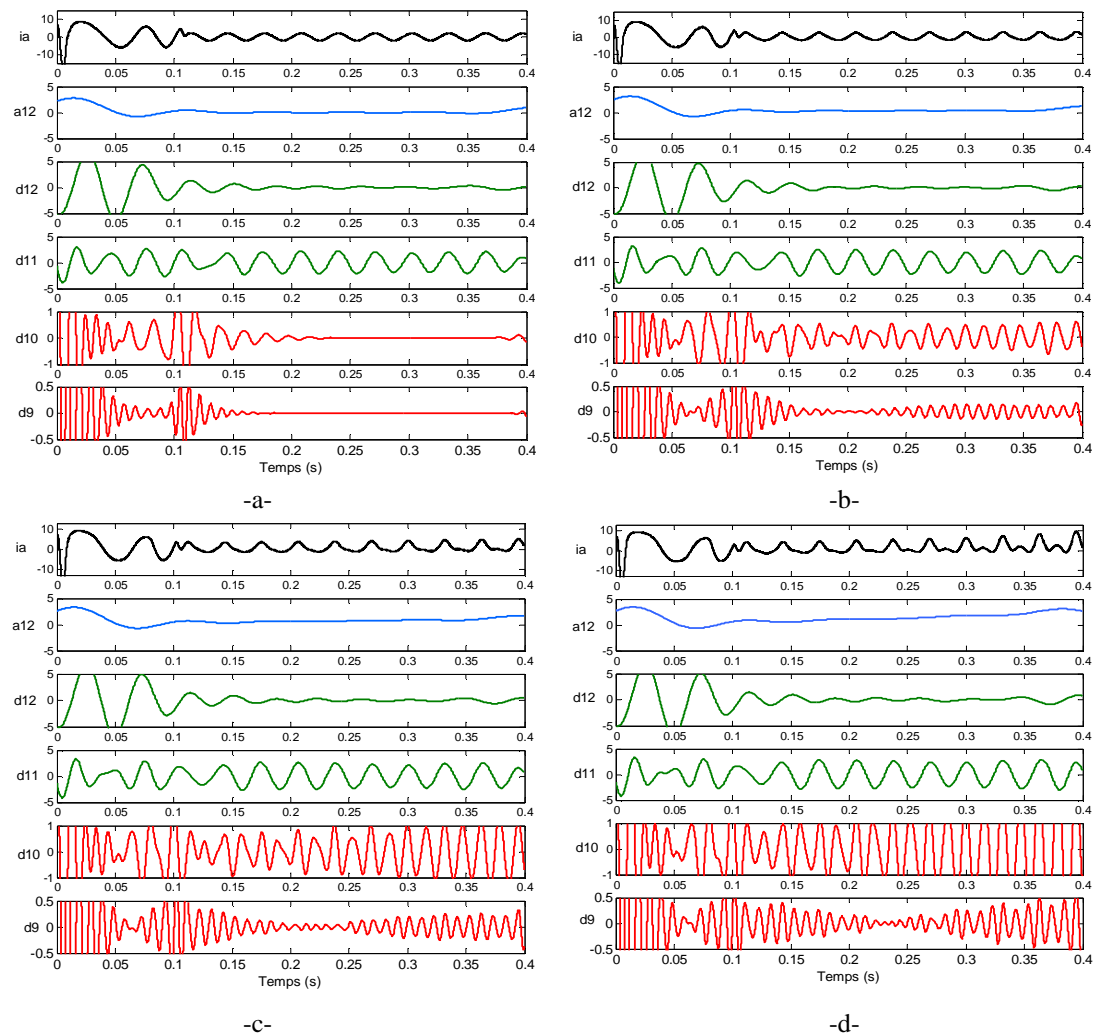
La figure 4.18 donne le spectre du courant statorique en fonctionnement à vide à l'état sain (a) et pour un défaut de court circuit entre spires de 10 spires (b).

Il est clairement visible sur le spectre que la plupart des harmoniques existaient déjà dans le spectre du courant statorique à l'état sain. L'augmentation en amplitude à cause de la présence du défaut de court-circuit entre spires. La difficulté de la technique d'analyse par FFT pour la détection du défaut de court circuit entre spires réside dans le comportement comme perturbation vis-à-vis la commande.



**Fig. 4.18:** FFT du courant statorique en fonctionnement à vide:  
 (a) machine saine, (b) machine avec un court-circuit entre spires

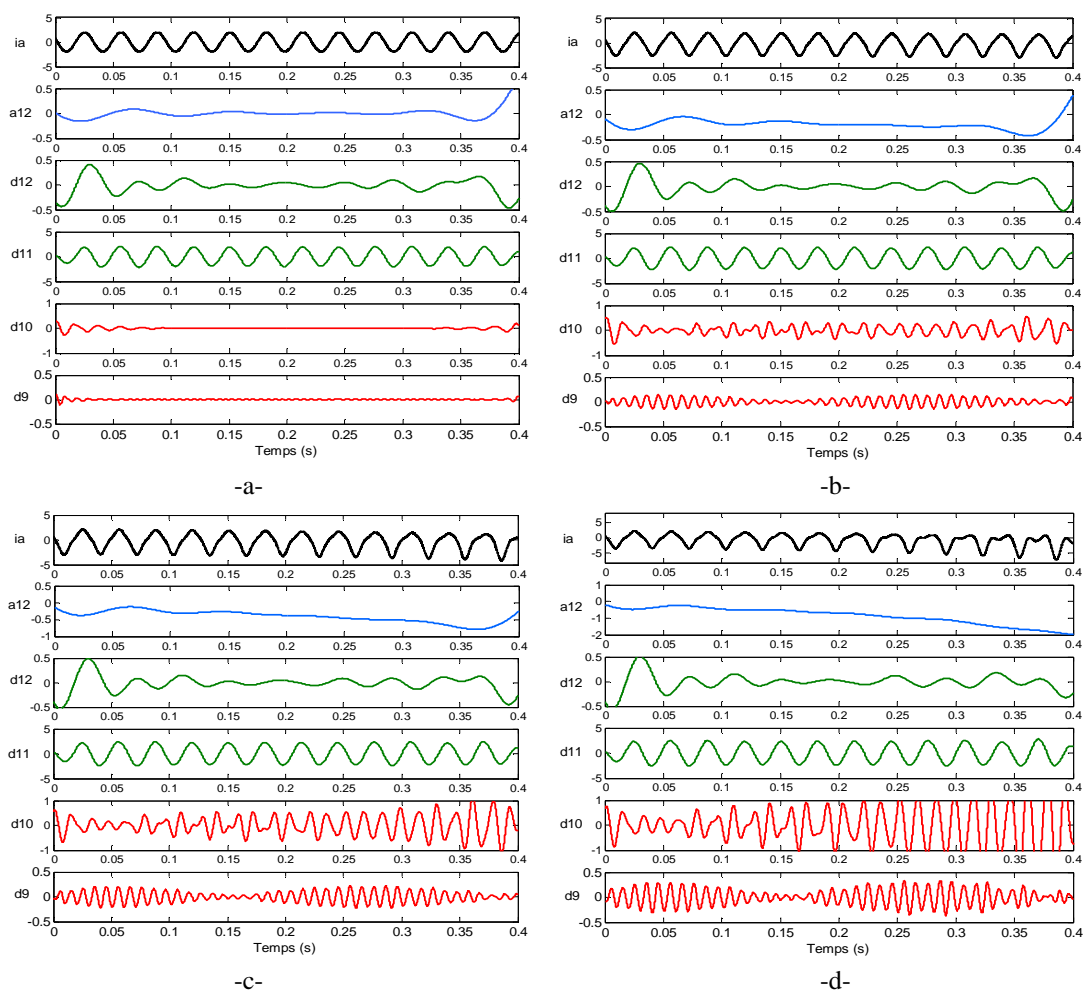
**B. DWT du courant statorique**



**Fig. 4.19:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime transitoire:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit entre spire de 5 spires, -c- 7 spires,  
 -d- 10 spires

Les figures 4.19 et 4.20 représentent les résultats d'analyse du courant statorique par l'ondelette multi-niveau db44 en fonctionnement sain de la machine et avec défaut de court-circuit entre spires sur la phase " $a_s$ " (5, 7 et 10 spires) en régime transitoire et permanent.

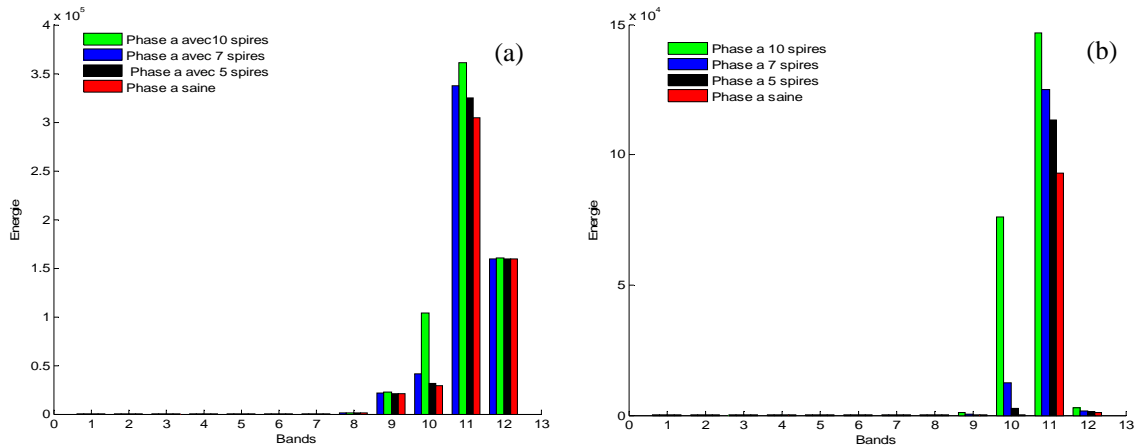
La comparaison entre les signaux de détail et d'approximation obtenus pour un fonctionnement sain de la machine et avec défaut montre une augmentation des amplitudes des coefficients d9 et d10 par rapport au cas sain, cette augmentation est considérable pour le cas d'un défaut de 10 spires. L'augmentation de l'amplitude de détails d9 et d10 est donc proportionnelle à la gravité du défaut.



**Fig. 4.20:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime permanent:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit entre spire de 5 spires,  
 -c- 7 spires, -d- 10 spires

La figure 4.21 représente la variation de l'énergie dans les bandes de fréquences de décomposition de l'ondelette multi niveau dans le cas d'une machine saine et avec défaut de court-circuit entre spires sur la phase " $a_s$ ".

L'énergie emmagasinée dans chaque niveau de décomposition confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail et d'approximation et surtout dans les niveaux d10 et d11 qui correspondent à la bande de voisinage et au-dessous du fondamental.



**Fig. 4.21:** Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44):  
(a) régime permanent, (b) régime transitoire

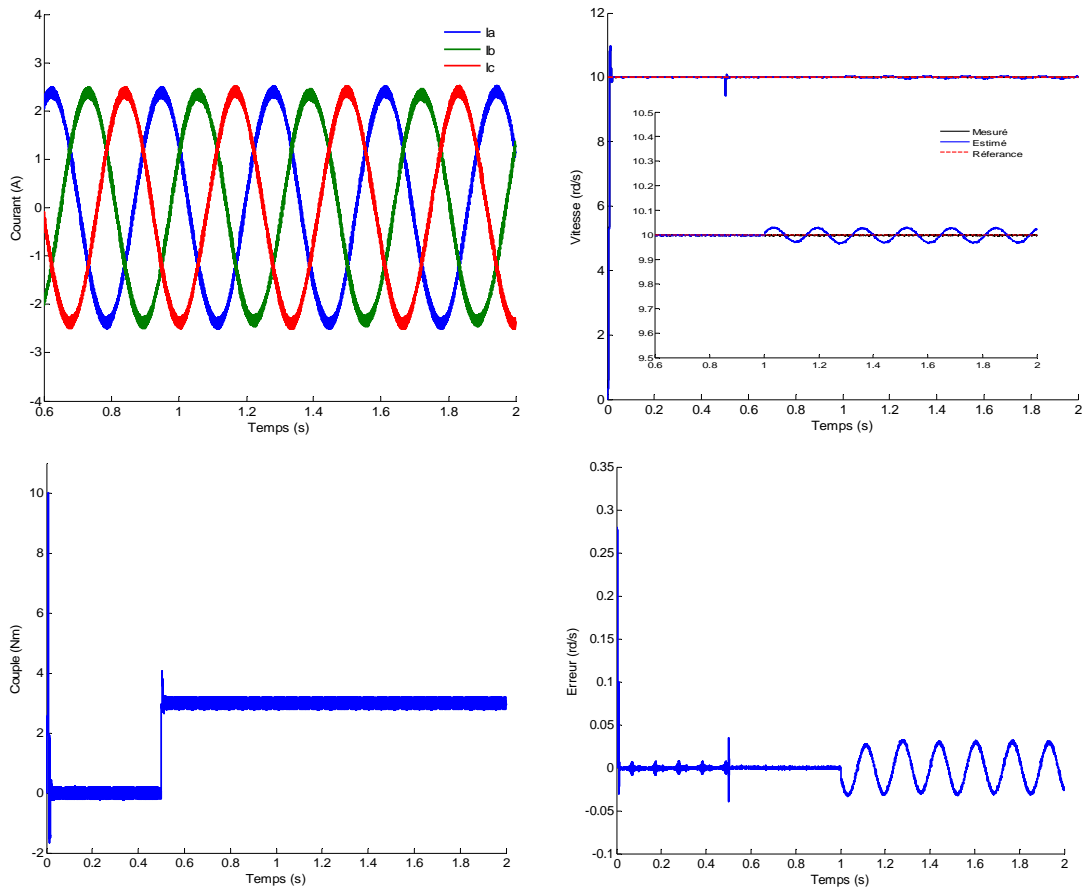
#### IV.9.2.3 Fonctionnement sans capteur à faible vitesse de la DTC avec défauts

L'objectif du test est la connaissance du degré de sensibilité de la commande sans capteur de vitesse à base de l'observateur de *Luenberger* en présence du défaut.

##### ➤ *Défaut de type cassures des barres rotoriques*

La figure 4.22 représente les caractéristiques électriques et mécaniques de la machine à l'état sain et en défaut de deux barres rotoriques à l'instant  $t=1$ s. Le test est réalisé pour une vitesse de référence de 10 rd/s et une charge de 3 Nm.

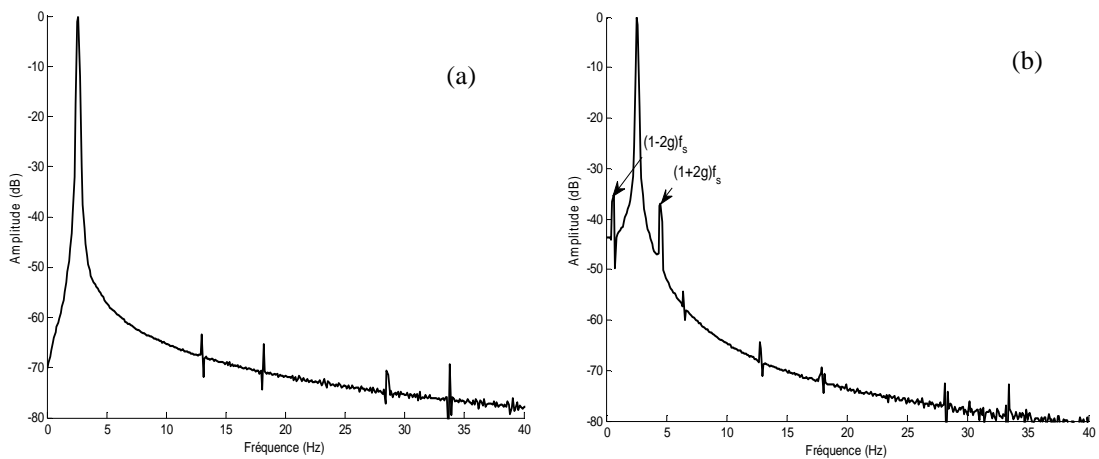
Les résultats de la commande montrent que la vitesse estimée présente une petite ondulation provoquée par le défaut de cassure des barres rotoriques, ceci peut être considéré comme un premier indicateur pour détection du défaut. L'erreur d'estimation de vitesse tend vers le zéro.



**Fig.4.22:** Caractéristiques électriques et mécaniques de la machine avec deux cassures des barres rotoriques

**A FFT du courant statorique**

L'analyse par FFT montre l'apparition des raies latérales au voisinage du fondamental dans la machine en BF.



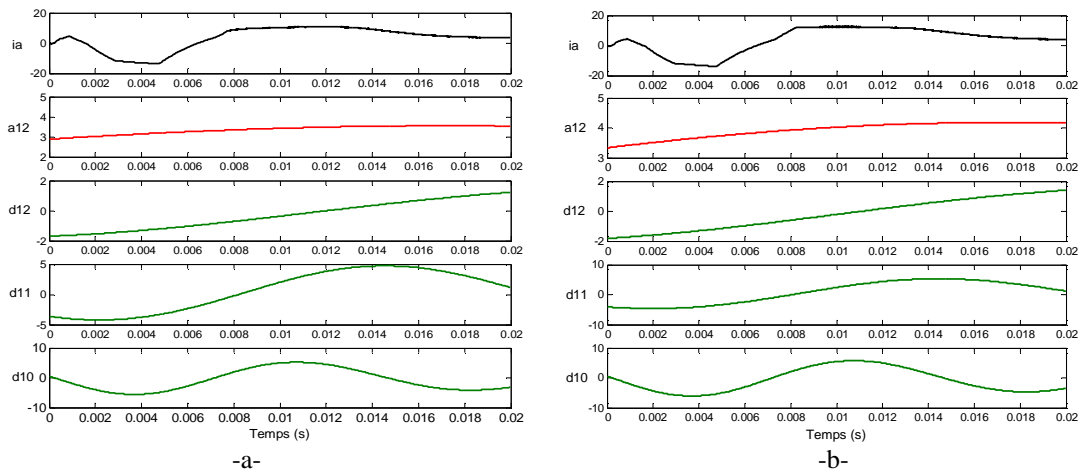
**Fig. 4.23:** Spectre du courant statorique (FFT):  
 (a) machine saine, (b) machine avec deux barres rotoriques cassées

### B. DWT du courant statorique

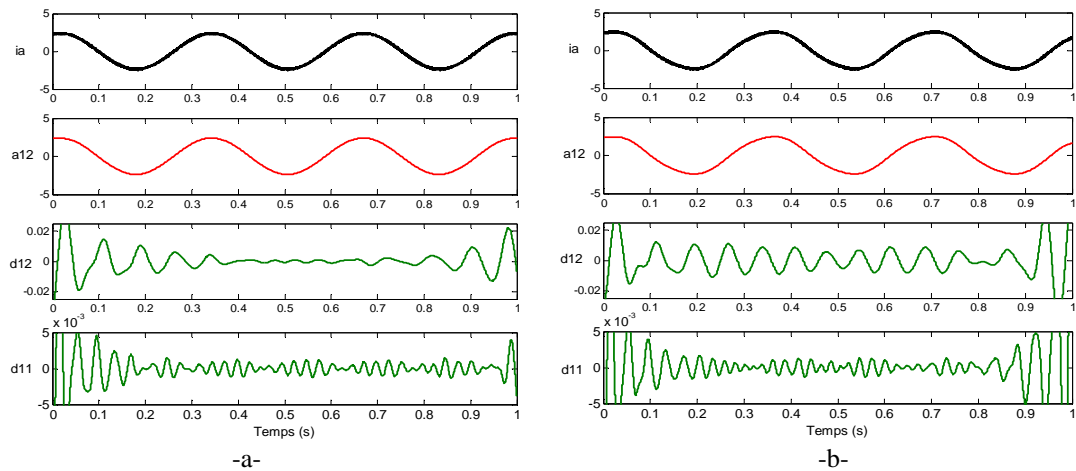
Les figures 4.24, 4.25 représentent les spectres des coefficients d'approximation et de détail en régime permanent et transitoire en fonctionnement sain et avec défaut de deux barres rotoriques.

L'examen des signaux de détails et d'approximation au démarrage (a12, d12, d11 et d10) en fonctionnement sain et avec défaut (Fig. 4.24) ne montrent aucune variation provoquée par le défaut, ce qui rend le diagnostic à faible vitesse au démarrage difficile.

L'analyse du courant par TOD en régime permanent (Fig. 4.25) montre clairement l'effet de défaut au niveau de détail d12.

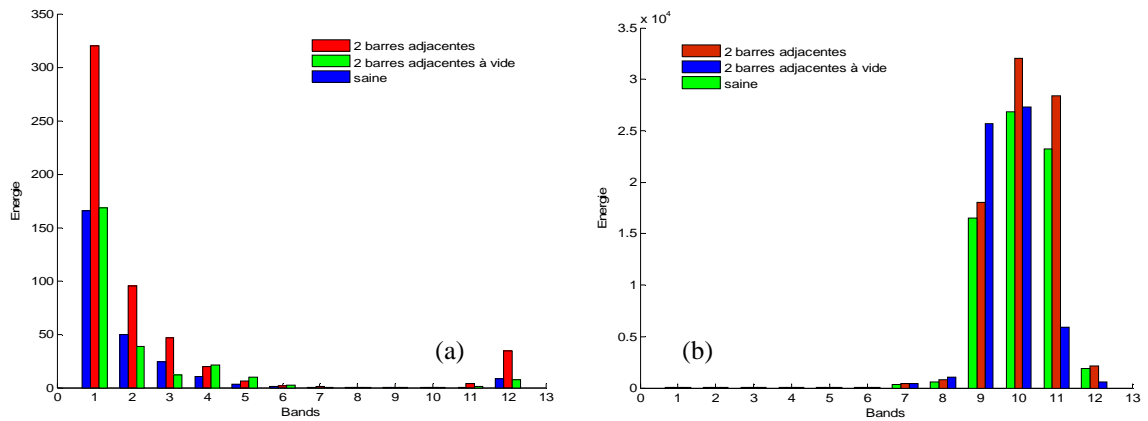


**Fig. 4.24:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime transitoire:  
-a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées



**Fig. 4.25:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime permanent:  
-a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées

La variation de l'énergie de l'ondelette dans le cas de défaut (Fig. 4.26) confirme l'augmentation observée dans chaque niveau de décomposition dans les signaux de détail.

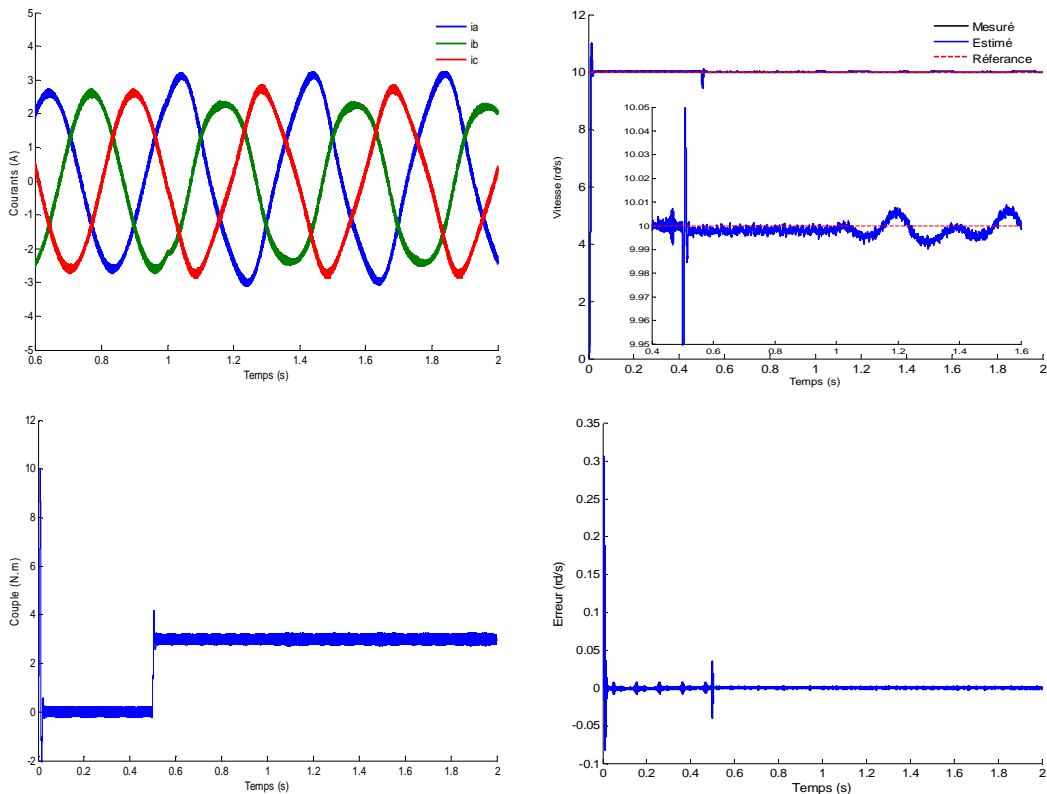


**Fig. 4.26:** Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44):  
(a) régime permanent, (b) régime transitoire

➤ **Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique**

Dans ce cas, on considère le défaut de court circuit entre spires et la machine est commandée par DTC sans capteur de vitesse.

La figure 4.27 illustre les caractéristiques des courants statoriques, de la vitesse et du couple électromagnétique pour une vitesse de référence de 10 rad/s, le couple de charge de 3 Nm est appliqué à  $t=0.5s$  et le défaut de court-circuit de 10 spires sur la phase "a<sub>s</sub>" est effectué à l'instant  $t=1s$ .



**Fig. 4.27:** Caractéristiques électriques et mécaniques pour un défaut de court-circuit de 10 spires

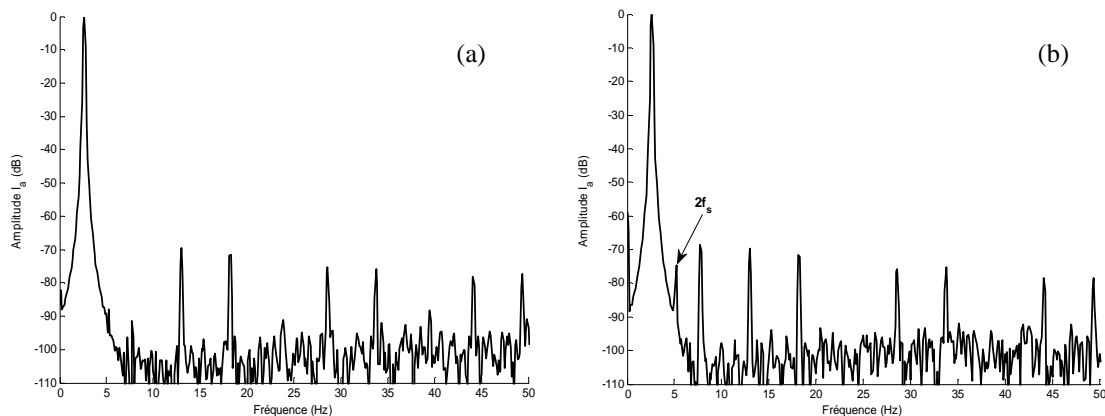


Les résultats montrent d'excellentes performances avec un très bon suivi de la vitesse de référence.

### A. FFT du courant statorique

La figure 4.28 montre l'analyse spectrale par FFT du courant statorique pour une machine avec un défaut de court circuit. On remarque la présence d'harmonique de rang  $2f_s$  [-74.66 dB 5.28 Hz] qui correspondent aux raies de défaut de court circuit.

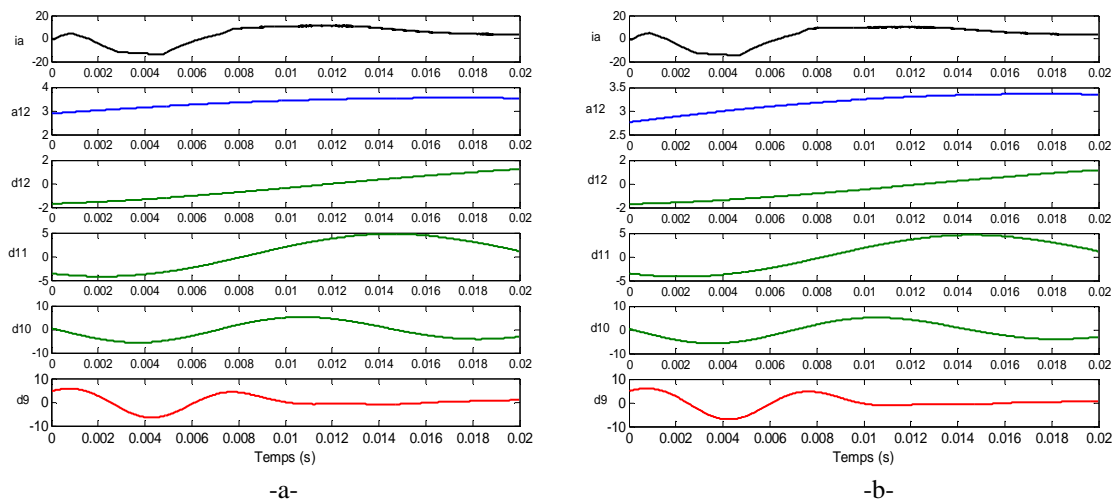
L'analyse spectrale du courant statorique en BF est difficile, ce qui rend le diagnostic du défaut de court circuit u peu délicat.



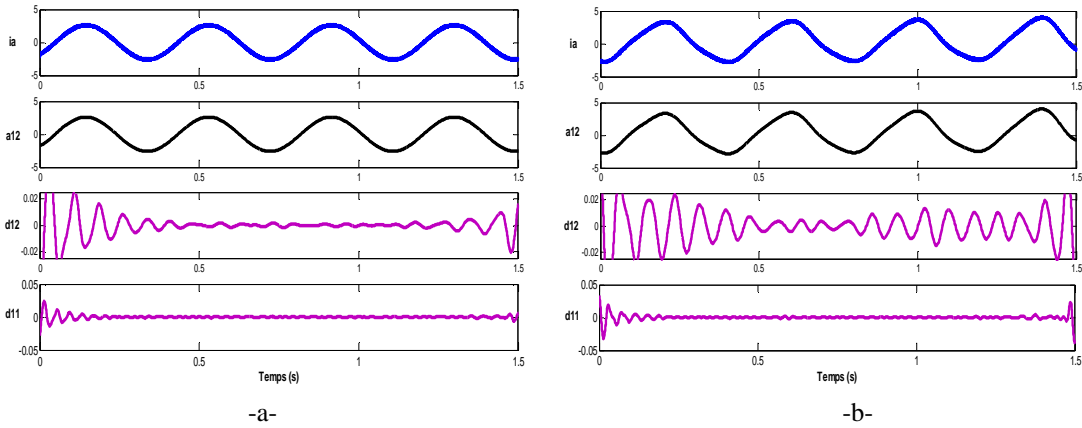
**Fig. 4.28:** FFT du courant statorique:  
(a) machine saine, (b) machine avec court-circuit de 10 spires

### B. DWT du courant statorique

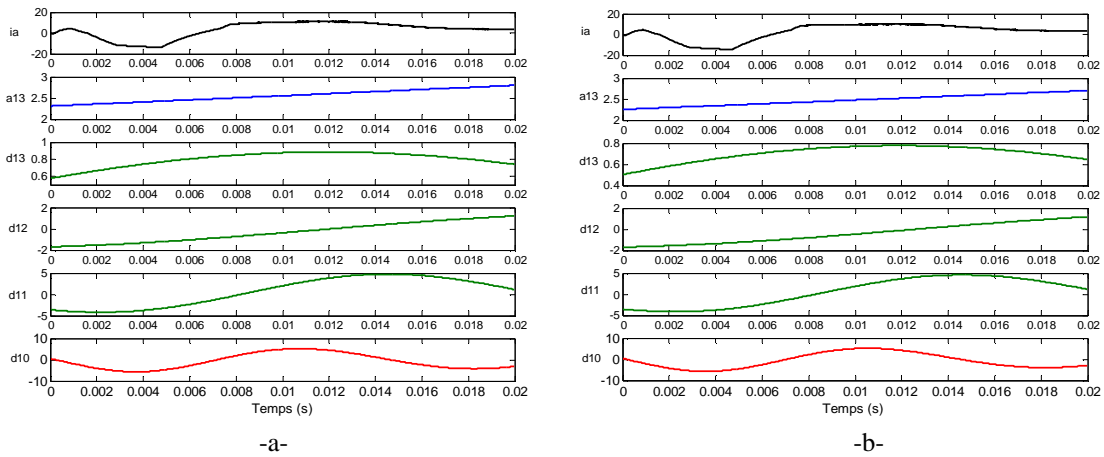
Les figures 4.29 et 4.32 représentent l'analyse des spectres des coefficients d'approximation et de détail en régime transitoire et permanent pour une machine saine et avec défaut de court-circuit de 10 spires.



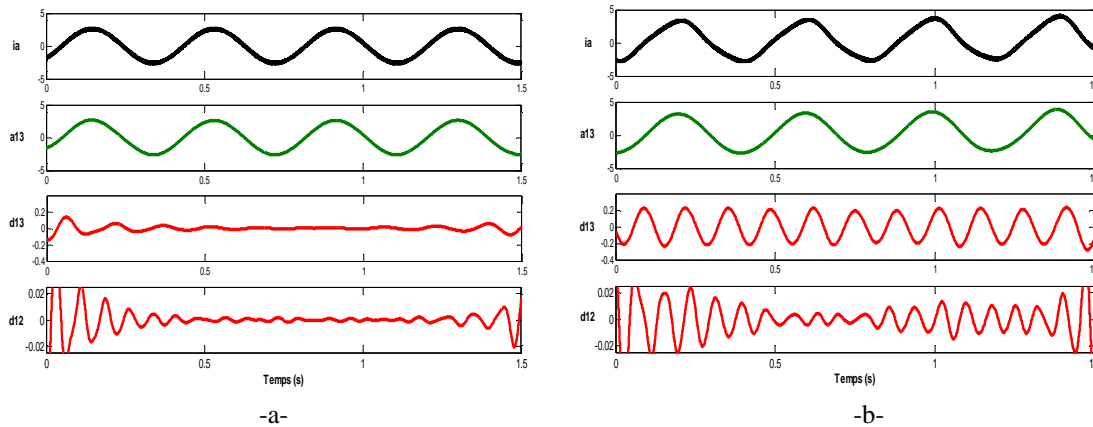
**Fig. 4.29:** Approximations et détails de l'ondelette db44 à 12 niveaux en régime transitoire:  
-a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit de 10 spires



**Fig. 4.30:** Approximations et détails de l'ondelette db44 à 12 niveaux en régime permanent:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit de 10 spires



**Fig. 4.31:** Approximations et détails de l'ondelette db44 à 13 niveaux en régime transitoire:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit de 10 spires



**Fig. 4.32:** Approximations et détails de l'ondelette db44 à 13 niveaux en régime permanent:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit de 10 spires

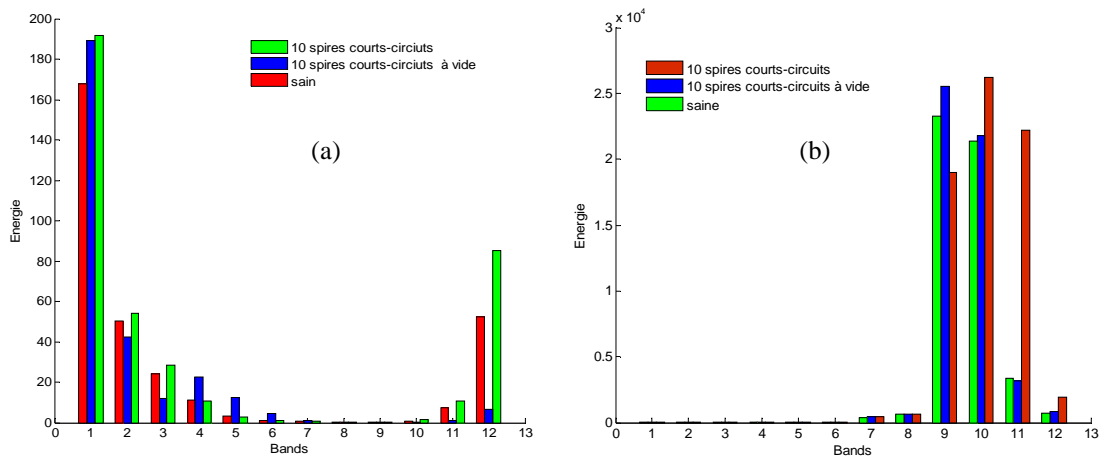
Les figures 4.29 et 4.31 représentent l'analyse en régime transitoire où la signature du défaut est délicate en raison du temps de démarrage très court. Par contre, on note en régime permanent une augmentation de l'amplitude de détail d12 (Fig. 4.30.b) et de d13 (Fig. 4.32.b).

Les résultats de décomposition à 13 niveaux montrent les meilleures informations de diagnostic de défaut (Tab 4.4).

**Tableau 4.4:** Bande des fréquences associées aux détails et approximations

Niveau	Bandes de fréquences	Niveau	Bandes de fréquences
d13	06.10 - 12.20 Hz	d12	12.20 - 24.41 Hz
d12	12.20 - 24.41 Hz	d11	24.41 - 48.82 Hz
d11	24.41 - 48.82 Hz	d10	48.82 - 97.65Hz

Les variations des énergies dans les bandes de fréquences de détails en régime transitoire ou permanent fait apparaître l'effet du défaut, (Fig. 4.33).



**Fig. 4.33:** Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44):  
(a) régime permanent, (b) régime transitoire

#### IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude du diagnostic des défauts en boucle fermée sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à cage d'écureuil est présentée. La commande considérée est de type contrôle direct du couple.

L'étude de l'influence des défauts sur les performances de la commande ainsi que la détection en utilisant l'analyse spectrale du courant statorique par FFT en régime stationnaire et l'analyse par l'ondelette (TOD) en régime stationnaire et variable, montre que l'analyse par FFT du défaut de court-circuit entre spires statorique présente des difficultés pour le diagnostic en raison que le défaut se manifeste comme une perturbation vis-à-vis de la commande. Contrairement au défaut de cassure des barres rotorique où la signature du défaut apparaît par l'analyse du courant par FFT.

L'utilisation de la transformée en ondelette discrète a mené à des résultats très significatifs en terme de défauts, la décomposition directe du courant statorique donne une image réelle sur les différents défauts rotoriques ou statoriques. Les énergies de détails sont considérées comme un outil auxiliaire pour la détection surtout en régime transitoire où il est difficile d'identifier le défaut en raison de la variation.

L'étude de l'effet du type de commande sur le diagnostic des défauts de la machine asynchrone est élaborée en considérant une commande robuste par mode glissant, ce qui fait l'objet du cinquième chapitre.

**Chapitre V: COMMANDE PAR MODE GLISSANT  
SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNE MACHINE  
ASYNCHRONE AVEC DEFAUTS**

## V

---

# COMMANDE PAR MODE GLISSANT SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC DÉFAUTS

## V.1 INTRODUCTION

Les algorithmes de commande classiques peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations.

La commande par mode de glissement MG est un cas particulier de la commande à structure variable [105-107]. Elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [108-111].

Dans ce chapitre, on considère un second type de commande à base du mode glissant en vue d'améliorer la robustesse de la commande sans capteur de la machine en défaut en fonctionnement à faible vitesse.

## V.2 OBJECTIFS DE LA COMMANDE PAR MG

L'objectif de la commande MG se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface  $S(x, t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité,
- Déterminer une loi de commande (commutation)  $u(x, t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

## V.3 SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE

La structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion du système à structures variables intervient. Il en découle les définitions suivantes:

▪ **Définition 1:** Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant [105].

▪ **Définition 2:** Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type [105]:

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (5.1)$$

où:  $f_i$  les fonctions qui appartiennent à un ensemble de sous-systèmes et  $i \in [1, n]$ .

Par conséquent, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

#### V.4 MODES DE LA TRAJECTOIRE DANS LE PLAN DE PHASE

La technique de la commande par MG consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes [112], (Fig. 5.1):

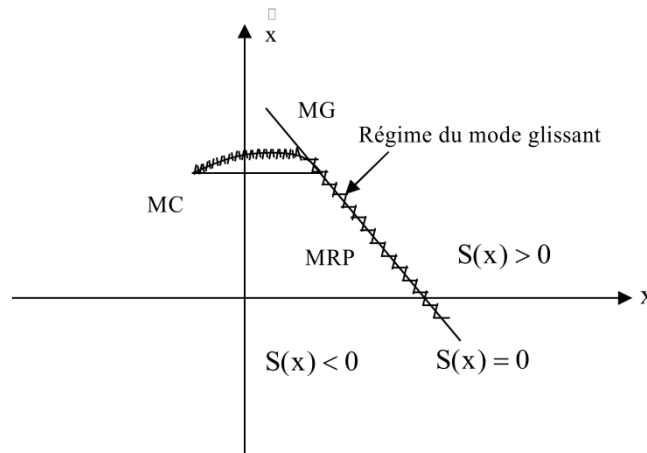


Fig. 5.1: Différents modes de trajectoire dans le plan de phase

▪ **Mode de convergence (MC):** Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

▪ **Mode de glissement (MG):** C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état  $x$  sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

▪ **Mode de régime permanent (MRP):** Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.

## V.5 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MG

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre:

- choix de la surface;
- établissement des conditions d'existence de la convergence;
- détermination de la loi de commande.

## V.6 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MG

La modélisation mathématique de la commande à structure variable conduit à des équations différentielles de la forme [108]:

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t).u(x, t) \quad (5.2)$$

où F: fonction continue par morceaux, ayant des discontinuités sur une surface S,

f: vecteur de fonctions de x et  $t \in \mathfrak{R}^n$ ,

x: vecteur d'état  $\in \mathfrak{R}^n$ , u: vecteur de commande,

B: matrice de fonctions de x et  $t \in \mathfrak{R}^{n \times m}$

### V.6.1 Choix de la surface de glissement

Le premier objectif du contrôleur à MG est de diriger les états du système contrôlé vers une surface S définie et de maintenir le système sur cette surface. Cette surface S contribue à définir une fonction linéaire S(x) appelée fonction de commutation telle que [112]:

$$S(x) = S.x \quad \text{où: } S \in \mathfrak{R}^{m \times n} \text{ et } S = \{x \forall \mathfrak{R}^n : S.x = 0\} \quad (5.3)$$

La fonction linéaire S(x), doit satisfaire les conditions de convergence et de stabilité du système, une forme générale a été donnée par:

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (5.4)$$

avec:  $e(x) = x_{ref} - x$ , où: e(x): écart de la variable à régler,

$\lambda$ : constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Après le choix de la surface S, le vecteur de commande u, dont chaque composante  $u_i$  subit une discontinuité sur  $S_i(x) = 0$ , est donné par:



$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+(x) & \text{si } S_i(x) > 0 \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i(x) = u_i^-(x) & \text{si } S_i(x) < 0 \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (5.5)$$

L'équation (5.5) montre que le changement de valeur du vecteur de commande  $u$  dépend du signe de la surface  $S(x)$ . La surface  $S(x)=0$  s'appelle surface de commutation et la commande est indéterminée sur cette surface.

### V.6.2 Conditions d'existence du MG [113]

La deuxième méthode de *Lyapunov* fournit un milieu naturel pour l'analyse. Spécifiquement, la stabilité de la surface de commutation exige le choix d'une fonction scalaire généralisée de *Lyapunov*  $V(x, t)$  définie positive [108]. C'est la première condition de convergence qui permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. La fonction de *Lyapunov* est définie comme suit [114]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (5.6)$$

Pour que la fonction de *Lyapunov* décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si:

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (5.7)$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence, est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable. Elle permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

Tant que l'équation (5.7) est vérifiée, la dynamique du système sur  $S(x)$ , ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction  $f(x, t)$ . Elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande.

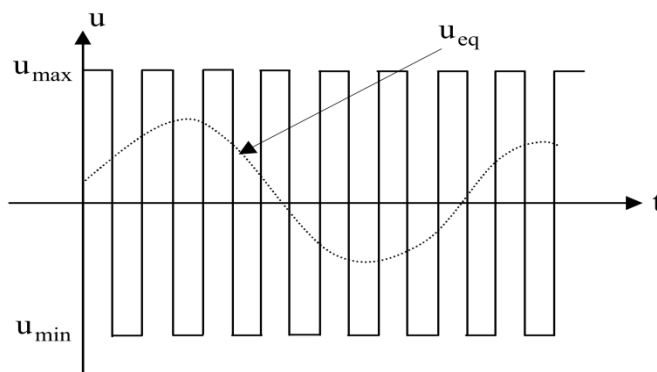


Fig. 5.2: Commande équivalente  $u_{eq}$  [112]

D'autre part, comme on l'a mentionné sur la figure 5.2, il existe le MG lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $u_{\max}$  et  $u_{\min}$ . Alors, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée,  $u_{\text{eq}}$ : grandeur de commande équivalente, d'où la condition d'existence du MG:

$$u_{\min} \leq u_{\text{eq}} \leq u_{\max} \quad (5.8)$$

### V.6.3 Commande équivalente [115]

Un vecteur de commande équivalente  $u_{\text{eq}}$  se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On s'intéresse au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'Eq 5.2. Le vecteur  $u$  est composé de deux grandeurs  $u_{\text{eq}}$  et  $u_n$  soit:

$$u = u_{\text{eq}}(t) + u_n \quad (5.9)$$

Utilisation des équations (5.2) et (5.9) permet de obtenir la commande équivalente  $u_{\text{eq}}$ :

On a:

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ f(x, t) + B(x, t) \cdot u_{\text{eq}} \right\} + \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ B(x, t) \cdot u_n \right\} \quad (5.10)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle ( $\dot{S}(x) = 0$ ).

Ainsi on obtient:

$$u_{\text{eq}} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad u_n = 0 \quad (5.11)$$

En portant  $u$  dans l'Eq. (5.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal:

$$\dot{x} = f(x, t) - B(x, t) \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad (5.12)$$

Tant que le régime glissant est assuré Eq 5.7, la condition est vérifiée, le système d'écrit par l'Eq 5.2 est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui. Il admet en outre des erreurs de modélisation, tant que ces variations et erreurs maintiennent les conditions du régime glissant qui s'effectue alors au voisinage de l'hyper surface de glissement  $S_1(x) = 0$ .

### V.6.4 Commande discontinue de base

L'addition du terme  $u_n$  à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement  $S$ . Celle-ci est attractive si seulement si  $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ . Cette condition permet de définir la région dans laquelle le MG. Durant le mode de convergence, on remplace le terme  $u_{\text{eq}}$  par sa valeur donnée par l'Eq 5.11 dans l'Eq 5.10.

On obtient donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} \quad (5.13)$$

Le problème revient à trouver  $u$  tel que:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} < 0 \quad (5.14)$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_n$  sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) = K |S(x)| \quad (5.15)$$

où:  $K$  est un gain positif.

En remplaçant l'expression (5.15) dans (5.14), on obtient:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) K |S(x)| < 0 \quad (5.16)$$

où: le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$  est toujours négatif pour la classe de systèmes qu'on considère. Le gain  $K$  doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

#### V.6.4.1 Commande sign

Plusieurs choix pour la commande discontinue " $u_n$ " peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue  $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_n]$  avec la fonction sign par rapport à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_n]$ , (Fig. 5.3).

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (5.17)$$

$u_n$  s'exprime donc comme:

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x))$$

où:  $K$  est un gain positif.

#### V.6.4.2 Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression, (Fig. 5.4):

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (5.18)$$

### V.6.4.3 Commande adoucie

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande  $u_n$  en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement (Fig. 5.5):

- Si la distance est supérieure au seuil  $e_2$ , alors la fonction sign est activée.
- Si la distance est inférieure au seuil  $e_1$ , alors  $u_n$  est nulle.
- Si le point est dans la bande  $(e_1, e_2)$ , alors  $u_n$  est une fonction linéaire de la distance (droite de pente  $\frac{K}{e_1 - e_2}$ ).

### V.6.4.4 Commande intégrale

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue  $u_n$ . Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale, (Fig. 5.6).

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + 1} + h \quad (5.19)$$

tel que:  $l = l_0 + |g|$

$$\text{avec: } \begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

où:  $l$ ,  $h$ : paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations.

$g$ : constante positive de l'intégrale de la surface de glissement (la pente).

$l_0$ ,  $g_0$  et  $h_0$ : les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.

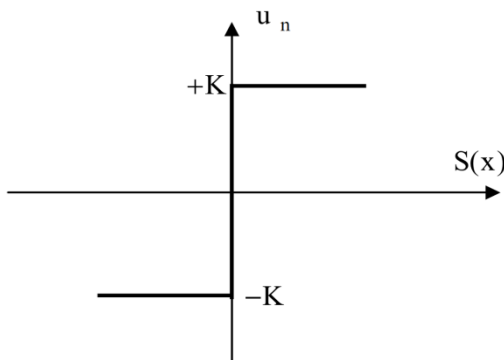


Fig. 5.3: Fonction sign

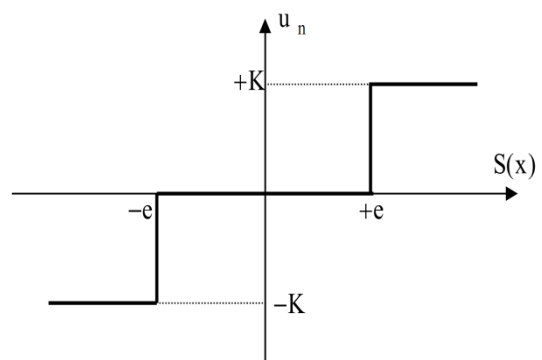


Fig. 5.4: Commande avec un seul seuil

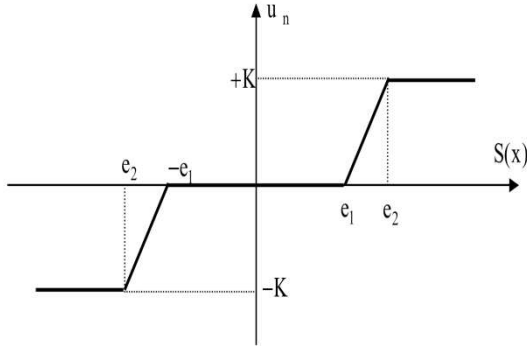


Fig. 5.5: Commande adoucie

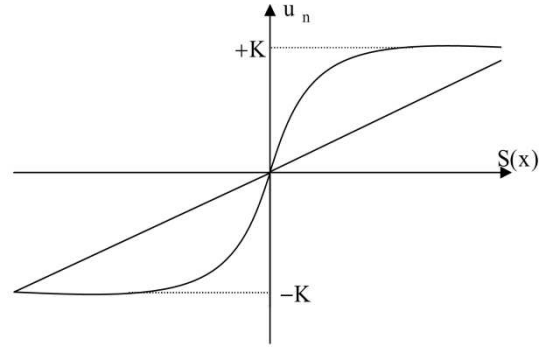


Fig. 5.6: CSV rendu continue

## V.7 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MG AU CONTROLE DE LA MAS

L'application de la technique de réglage par MG au contrôle de la machine asynchrone à l'état sain et en défauts s'effectue par l'établissement des expressions des lois de commande en utilisant le modèle établi au second chapitre (Eq 2.42) où les grandeurs électriques de la commande sont exprimées dans un repère fixe lié au stator.

Le modèle de la machine est donné par:

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u(t) \quad (5.20)$$

avec:

$$x = [\dot{i}_{\alpha s} \quad \dot{i}_{\beta s} \quad \phi_{\alpha r} \quad \phi_{\beta r} \quad \omega_r]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T, \quad u = [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s}]^T$$

f et g sont des fonctions des variables x.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda.x_1 + \frac{\Gamma}{T_r}.x_3 + p.\Gamma.x_4.x_5 + \delta V_{\alpha s} \\ \dot{x}_2 = -\lambda.x_2 - p.\Gamma.x_3.x_5 + \frac{\Gamma}{T_r}.x_4 + \delta V_{\beta s} \\ \dot{x}_3 = \frac{L_m}{T_r}.x_1 - \frac{1}{T_r}.x_3 - p.x_4.x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{L_m}{T_r}.x_2 + p.x_3.x_5 - \frac{1}{T_r}.x_4 \\ \dot{x}_5 = \eta.(x_2.x_3 - x_1.x_4) - \frac{1}{J}C_r \end{cases} \quad (5.21)$$

$$\text{avec: } T_s = \frac{L_s}{R_s}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad \lambda = \frac{R_s + R_r}{L_f}; \quad \Gamma = \delta = \frac{1}{L_f}; \quad \eta = \frac{p}{J};$$

### V.7.1 Choix des surfaces de glissement

Le choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ pour la vitesse  $\omega$

$$S_1 = K_1.(\omega_{\text{ref}} - \omega) + (\dot{\omega}_{\text{ref}} - \dot{\omega}) \quad (5.22)$$

Si on introduit l'erreur en vitesse:

$$\varepsilon_{\omega} = \omega_{\text{ref}} - \omega$$

on aura:

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_{\omega} + \dot{\varepsilon}_{\omega} \quad (5.23)$$

➤ pour le flux  $\phi_r$

$$S_2 = K_2 \cdot (\phi_{\text{ref}} - \phi_r) + (\dot{\phi}_{\text{ref}} - \dot{\phi}_r) \quad (5.24)$$

avec l'erreur en flux:

$$\varepsilon_{\phi_r} = \phi_{\text{ref}} - \phi_r$$

on aura:

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\phi_r} \quad (5.25)$$

où:  $K_1$  et  $K_2$  sont des gains positifs.

### V.7.2 Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_1 \cdot (\omega_{\text{ref}} - \omega) + (\dot{\omega}_{\text{ref}} - \dot{\omega}) = 0 \\ K_2 \cdot (\phi_{\text{ref}} - \phi_r) + (\dot{\phi}_{\text{ref}} - \dot{\phi}_r) = 0 \end{cases} \quad (5.26)$$

Par conséquent, pour une surface de glissement nulle ( $S_1=0$ ), la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors, pour suivre  $\omega_{\text{ref}}$  et  $\phi_{\text{ref}}$ , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante. La réalisation d'un MG est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de *Lyapunov* ( $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$ ) et celle d'invariance ( $\dot{S}_i = 0$ ).

### V.7.3 Loi de commande par MG [112]

Le but consiste à générer une loi de commande en utilisant la théorie du contrôle par MG. Les états considérés pour le contrôle de la machine asynchrone sont: la vitesse et le flux rotorique ( $\omega, \phi_r$ ). Pour des raisons de commodité de calcul on prendra:

$$\psi_r = \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (5.27)$$

Sa dérivée correspondante donne:

$$\dot{\psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (5.28)$$

Les surfaces de glissement seront alors:

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_{\text{ref}} - x_5) + (\dot{\omega}_{\text{ref}} - \dot{x}_5) \\ S_2 = K_2 \cdot (\psi_{\text{ref}} - \psi_r) + (\dot{\psi}_{\text{ref}} - \dot{\psi}_r) \end{cases} \quad (5.29)$$

Les dérivées successives de  $S_1$  et  $S_2$  seront:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_{\text{ref}} - \dot{x}_5) + (\ddot{\omega}_{\text{ref}} - \ddot{x}_5) \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\psi}_{\text{ref}} - \dot{\psi}_r) + (\ddot{\psi}_{\text{ref}} - \ddot{\psi}_r) \end{cases} \quad (5.30)$$

En utilisant le système d'Eq 5.21, les dérivés correspondants seront:

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta(x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{1}{J} C_r \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (x_3 \cdot \dot{x}_2 + x_2 \cdot \dot{x}_3 - x_4 \cdot \dot{x}_1 - x_1 \cdot \dot{x}_4) - \frac{1}{J} \dot{C}_r \\ \dot{\psi}_r = \frac{2 \cdot L_m}{T_r} (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\psi}_r = \frac{2 \cdot L_m}{T_r} (\dot{x}_1 \cdot x_3 + x_1 \cdot \dot{x}_3 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + x_2 \cdot \dot{x}_4) - \frac{2}{T_r} \left( \frac{2 \cdot L_m}{T_r} (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (5.31)$$

Le développement de calcul nous donne:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - K_1 \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + T \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\omega}_{\text{ref}} - \ddot{\omega}_{\text{ref}} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left( \frac{2 + L_m \cdot T}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot L_m}{T_r} \cdot \left( \frac{L_m}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) \\ \quad - K_2 \cdot \dot{\psi}_{\text{ref}} - \ddot{\psi}_{\text{ref}} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot L_m \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (5.32)$$

tels que:

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (5.33)$$

Le système (5.32) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante:

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (5.34)$$

où:

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot L_m \cdot x_3 & \delta \cdot L_m \cdot x_4 \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

et

$$\begin{cases} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + T \cdot \Psi_r) - \frac{K_1}{\eta} \cdot \dot{\omega}_{\text{ref}} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\omega}_{\text{ref}} \\ F_2 = \left( \frac{2 + L_m \cdot T}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + L_m \cdot \left( \frac{L_m}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\psi}_{\text{ref}} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\psi}_{\text{ref}} \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot L_m \cdot x_3 & \delta \cdot L_m \cdot x_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Pour vérifier la condition de stabilité de *Lyapunov* ( $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$ ), il faut avoir.

$$\dot{S} = -v \cdot \text{Sign}(S) \quad (5.36)$$

En égalisant (5.34) et (5.36) on aura:

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sign}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (5.37)$$

la loi de commande est donnée par:

$$V = V_{eq} + V_c \quad (5.38)$$

avec:

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sign}(s) \end{cases}$$

- La commande globale assurant à la fois ( $S_i = 0$  et  $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$ ) est:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

- Loi de commande équivalente:

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

- Loi de commande de commutation:

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Sgn}(S_1) \\ \text{Sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible:

$$[D] = -\delta^2 \cdot L_m \cdot \Psi_r \neq 0 \quad \text{alors:} \quad D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot L_m \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot L_m \cdot \Psi_r} \end{bmatrix}$$

Pour que la loi de commutation intervient de la loi de commande globale, il faut choisir  $v_1$  et  $v_2$  suffisamment grand.

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (5.42)$$

La figure 5.7 représente le schéma bloc complet d'une régulation de vitesse de la machine asynchrone par MG.



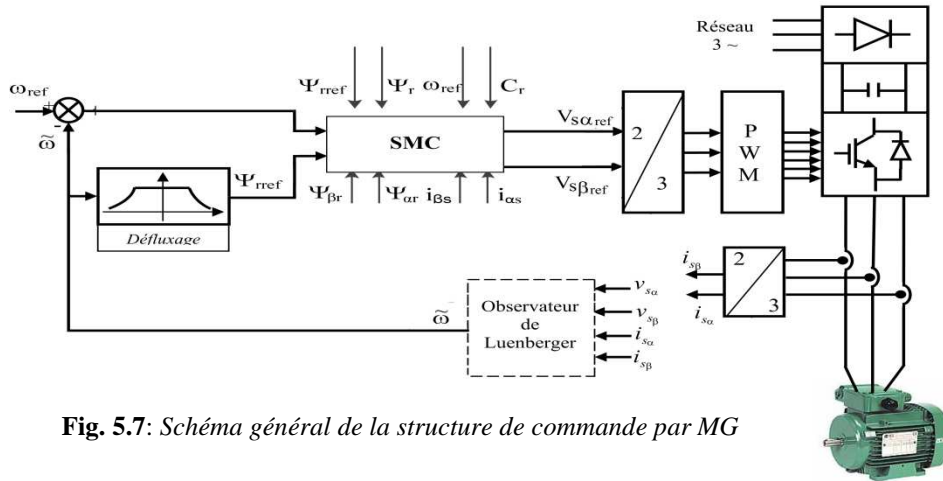


Fig. 5.7: Schéma général de la structure de commande par MG

## V.8 RESULTATS DE SIMULATION

Pour mettre en évidence les performances de la commande par MG sans capteur, on effectue des tests de robustesse à savoir la variation de vitesse, l'inversion de vitesse et les variations paramétriques de la machine.

### V.8.1 Machine saine

On effectue les mêmes tests qu'au chapitre précédent pour la commande DTC. La figure 5.8 illustre les résultats de simulation de la commande par MG sans capteur de vitesse de la machine asynchrone.

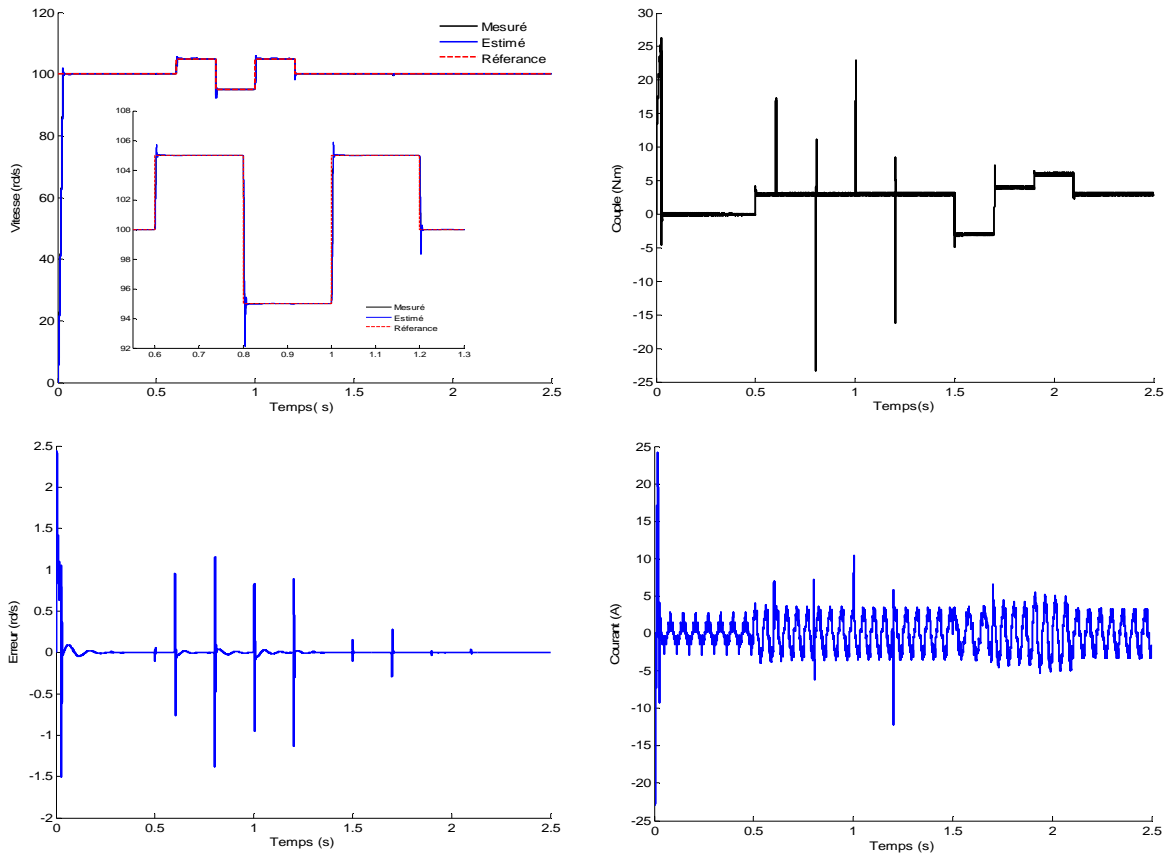


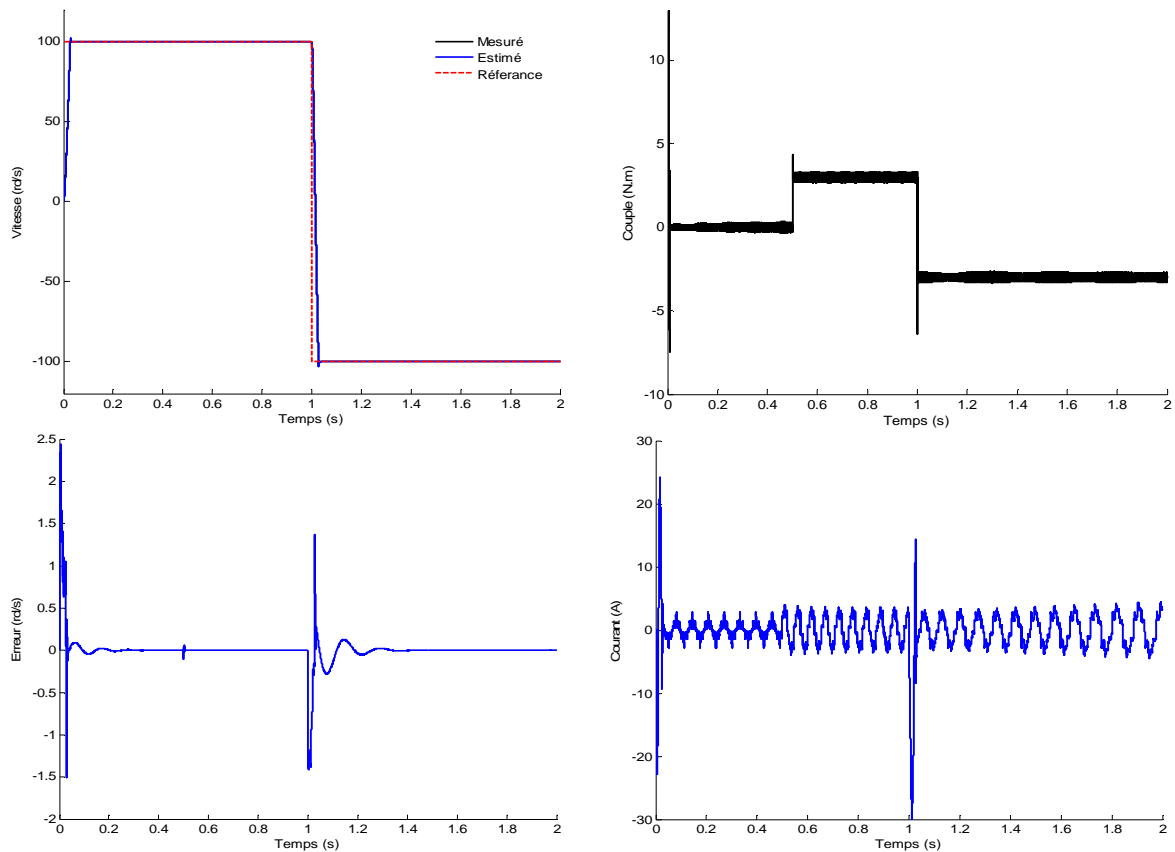
Fig. 5.8: Grandeurs électriques et mécaniques estimées et réelles obtenues en utilisant la commande MG sans capteur de vitesse

On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse acceptable. L'allure du couple électromagnétique et du courant statorique présente des pics provoqués par la variation de vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

En plus, la commande par MG induit en pratique des commutations haute fréquence connue sous le nom de chattering.

#### ▪ Inversion du sens de rotation

La figure 5.9 illustre les courbes de vitesse, de la couple et du courant statorique pour une inversion de la vitesse (100 à -100 rad/s) en fonctionnement en charge de 3 N.m. On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même. L'allure du couple électromagnétique présente un pic lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée. La vitesse estimée suit parfaitement sa référence. On constate bien que l'erreur de vitesse est faible.



**Fig. 5.9:** Evolution de la vitesse, du couple et courant pour une inversion de vitesse de 100 à -100 rd/s

#### ▪ Fonctionnement à faible vitesse

Le test de suivi de trajectoire et du rejet de perturbation est effectué pour évaluer les performances de la commande avec observateur en boucle fermée. En terme de suivi de trajectoire, la vitesse estimée converge correctement à la vitesse mesurée et l'erreur de vitesse tend à revenir vers une valeur proche de zéro.

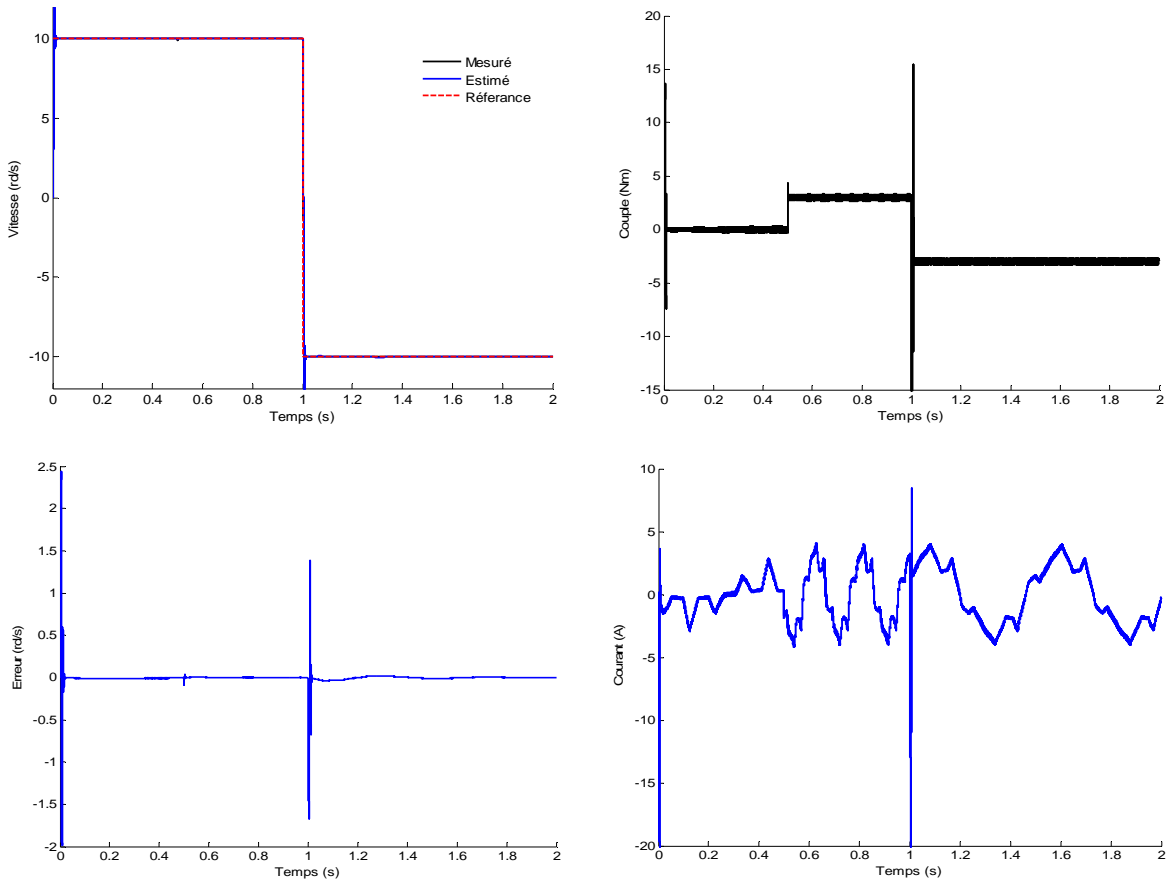


Fig. 5.10: Evolution de la vitesse, couple et le courant pendant son inversion de 10 à -10 rd/s

▪ **Influence des variations paramétriques de la MAS**

La robustesse de l'ensemble commande et observateur est confirmée par les résultats obtenus pour une variation de 0 % à 50 % de l'inertie du système et de la résistance statorique (Fig. 5.11). Les figures montrent qu'une variation sur la valeur de l'inertie du système et la résistance statorique dans les paramètres de la commande et l'observateur n'influent que peu ou pas sur les performances de l'ensemble.

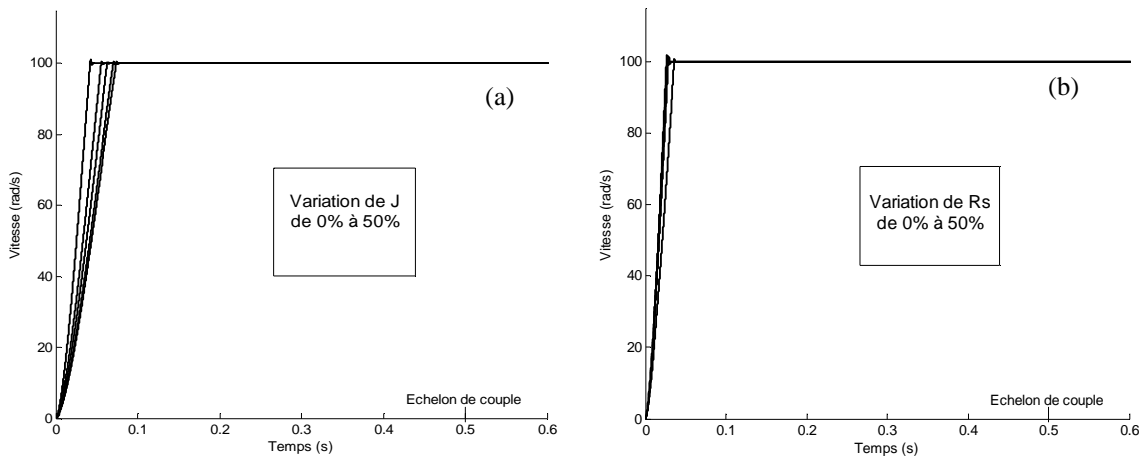


Fig. 5.11: Caractéristique de vitesse: (a) variation de J, (b) variation de  $R_s$

## V.8.2 Machine avec défauts

Dans ce cas, on considère la commande par MG avec observateur de la machine présentant des défauts de cassure des barres rotorique ou du défaut de court circuit entre spires d'une phase statorique. Le fonctionnement de la machine à vitesse nominale et à faible vitesse. Les techniques du diagnostic sont effectuées par FFT en régime permanent et par ondelette en régime transitoire et permanent.

### V.8.2.1 Défaut de cassure des barres rotoriques

Le test est effectué pour une vitesse de référence de 100 rad/s à charge nominale de 6 Nm. La figure 5.12 représente les courbes de la vitesse et les courants statoriques de la machine en défaut de deux barres rotorique à  $t=1s$ .

On observe des oscillations provoquées par le défaut qui apparaissent sur la vitesse estimée et les courants statoriques.

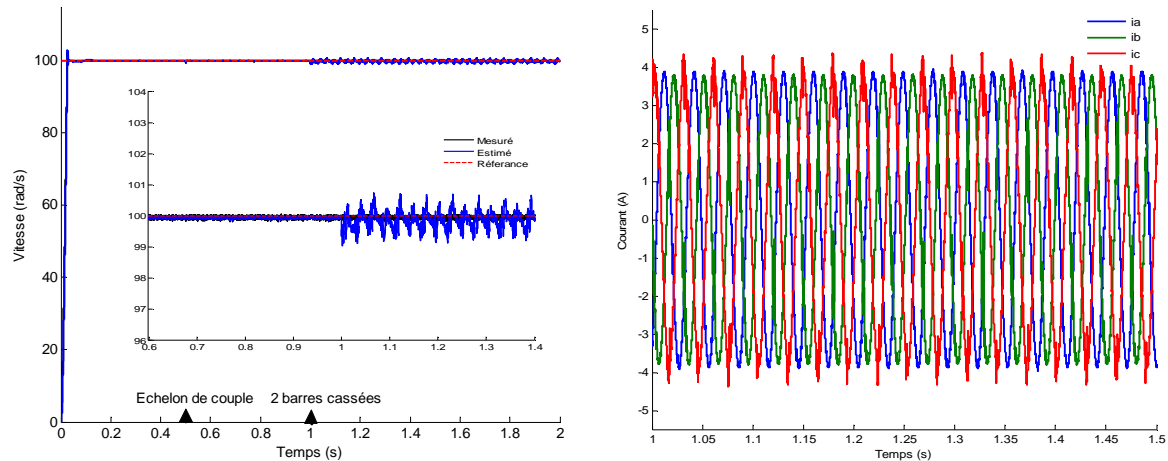


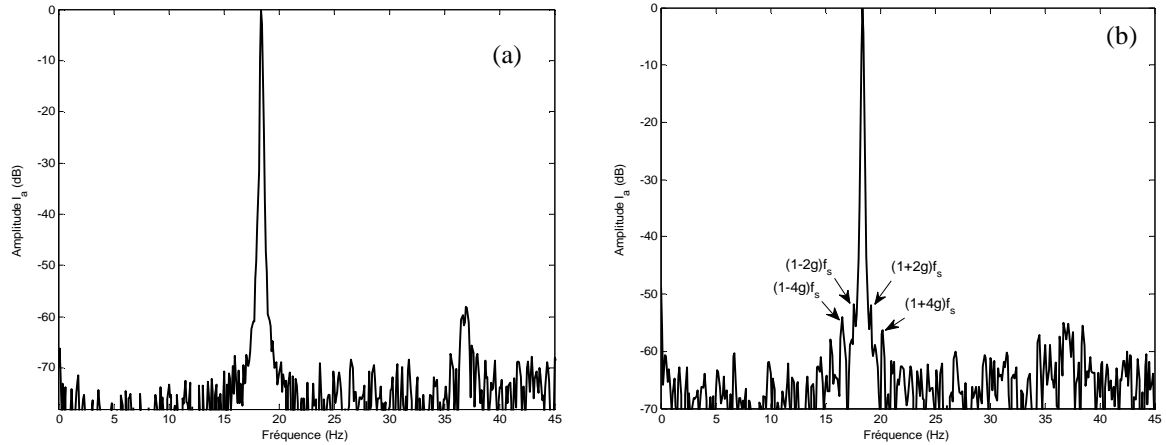
Fig. 5.12: Vitesse et courants statoriques pour un défaut de cassure de deux barres rotorique

### A. FFT du courant statorique

L'analyse du défaut directement de la figure 5.13 est difficile. L'analyse du courant statorique montre l'apparition des raies latérales au voisinage du fondamental correspondant aux raies de défaut situées à  $(1\pm 2k) f_s$ , (Tab 5.1).

Tableau 5.1: Fréquences caractéristiques du défaut de cassure de deux barres rotoriques

	$(1-4g).f_s$	$(1-2g).f_s$	$(1+2g).f_s$	$(1+4g).f_s$
$f_{\text{déduite}}$ (Hz)	16.47	17.60	19.13	20.24
$f_{\text{calculé}}$ (Hz)	17.72	18.11	18.88	19.27
Amplitude (dB)	-54.08	-51.88	-51.92	-56.34



**Fig. 5.13:** FFT du courant statorique:  
(a) machine saine, (b) machine avec deux barres cassées

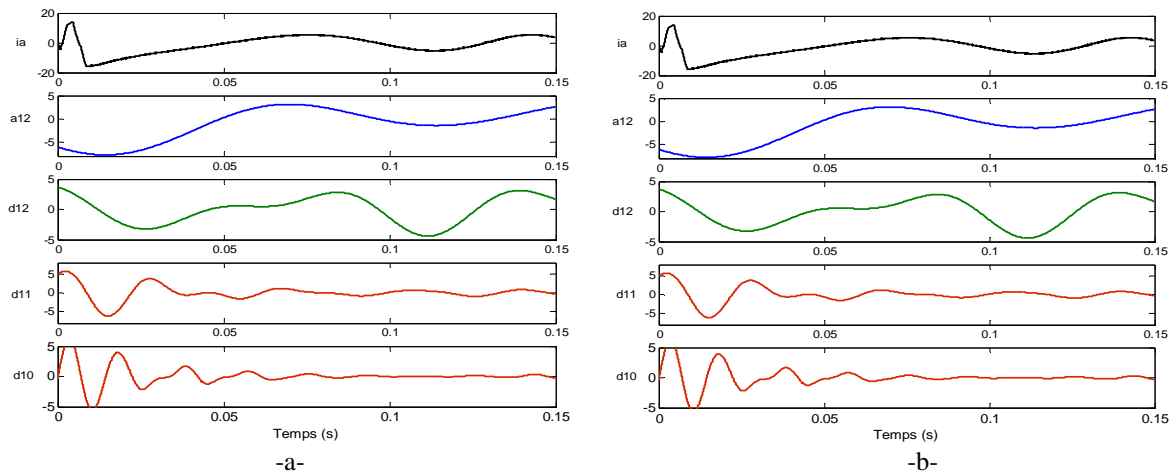
### B. DWT du courant statorique

Le niveau de décomposition (Tab 5.2) nécessaire est calculé d'après la relation Eq. 3.11, établit au chapitre 3, pour  $f=10e^{-5}$  et  $f_s=50$  Hz.

**Tableau 5.2:** Bandes des fréquences associées aux détails et approximations

Niveau	Bandes de fréquences
a12	0 - 12.20 Hz
d12	12.20 - 24.41 Hz
d11	24.41 - 48.82 Hz
d10	48.82 - 97.65 Hz
d9	97.65 - 195.31 Hz

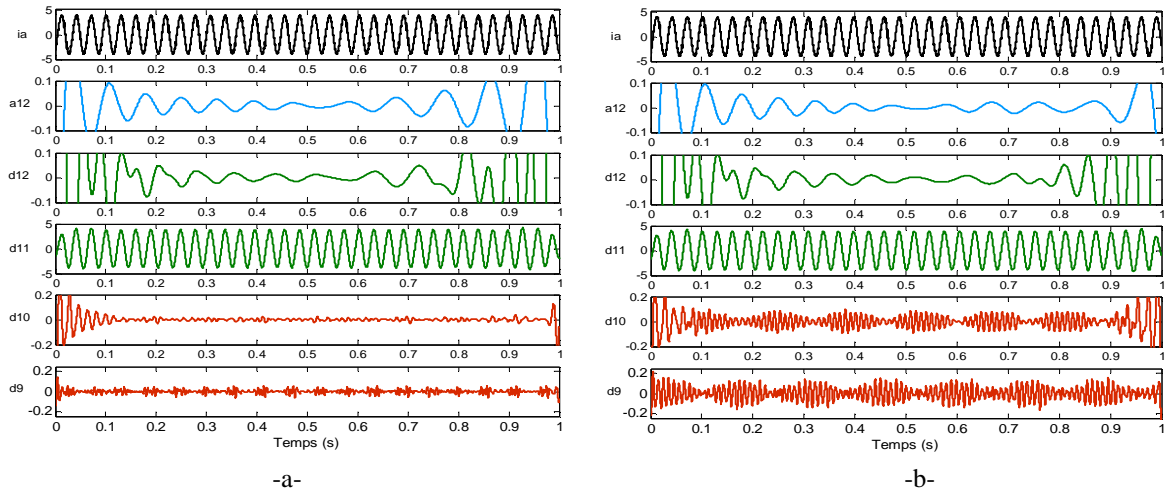
La figure 5.14 représente les signaux à niveau élevé de détail et d'approximation obtenus du courant au démarrage en fonctionnement sain de la machine (Fig. 5.14.a) et en défaut de deux barres rotoriques (Fig. 5.14.b). Aucune indication dans le spectre du courant indiquant la présence du défaut en raison du temps court de démarrage à plein charge.



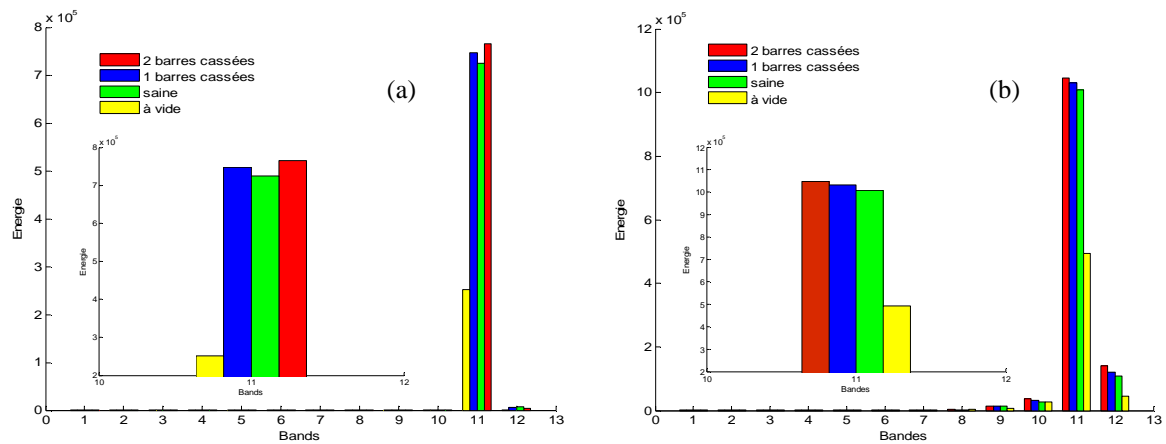
**Fig. 5.14:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime transitoire:  
-a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées

Les signaux de détail et d'approximation (a12, d12, d11 et d10) obtenus en régime permanent (Fig. 5.15) montrent l'effet des cassures des barres rotoriques à travers l'augmentation de l'amplitude de détail au niveau la bande d9 et d10 (Fig. 5.15.b).

L'analyse de l'énergie de l'ondelette (Fig. 5.16) montre que l'effet du défaut de cassure des barres engendre une augmentation de l'énergie de la bande "d11".



**Fig. 5.15:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées

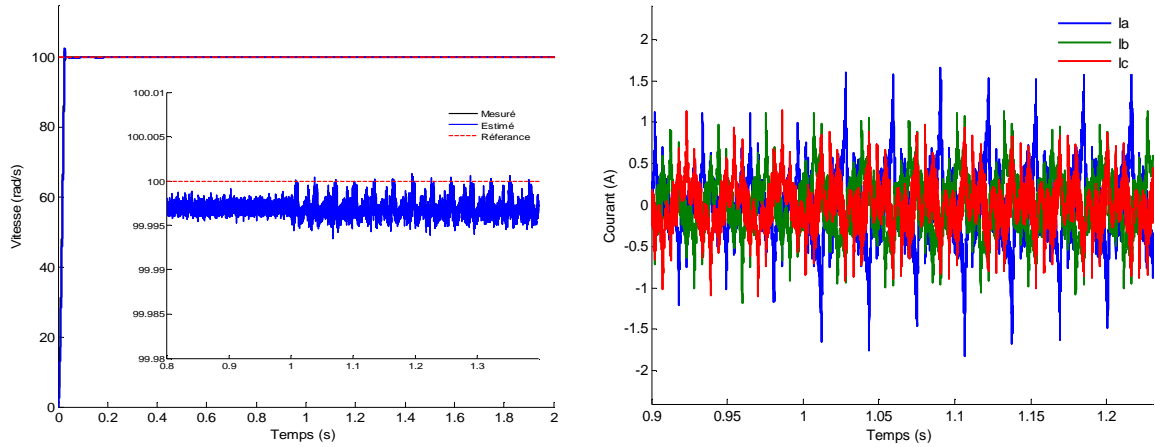


**Fig. 5.16:** Variation de l'énergie: (a) régime permanent, (b) régime transitoire

### V.8.2.2 Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique

La figure 5.17 illustre les caractéristiques de vitesse et du courant statorique pour une vitesse de référence de 100 rad/s en fonctionnement à vide et la machine opère avec un défaut de court circuit de 10 spires sur la phase "a<sub>s</sub>" à l'instant t=1s.

On remarque que l'effet de défaut de court-circuit entre spires sur la commande MG sans capteur est faible par rapport à la commande DTC. La variation de l'amplitude des courants statoriques et de la vitesse sont très faibles (Fig. 5.17).

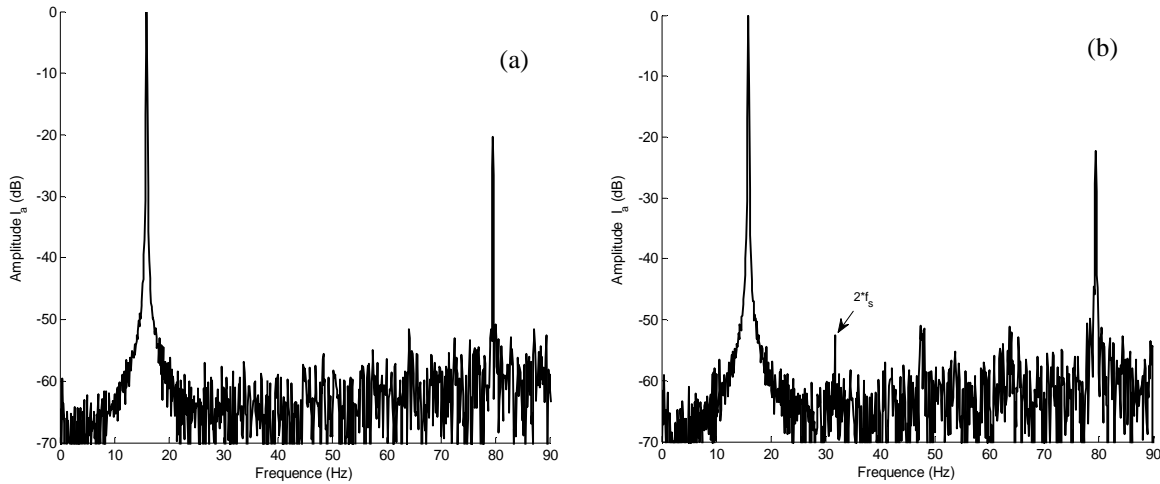


**Fig. 5.17:** Vitesse et courants statoriques pour un défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique

**A. FFT du courant statorique**

La figure 5.18 montre le spectre du courant statorique à l'état sain (Fig. 5.18.a) et avec de 2% de spires en court-circuit (Fig. 5.18.b).

On remarque la présence d'harmoniques de rang  $n.f_s$  (Tableau 5.3), qui correspondent aux raies de défaut de court circuit.



**Fig. 5.18:** FFT du courant statorique en fonctionnement à vide: (a) machine saine, (b) machine avec court-circuit entre spires

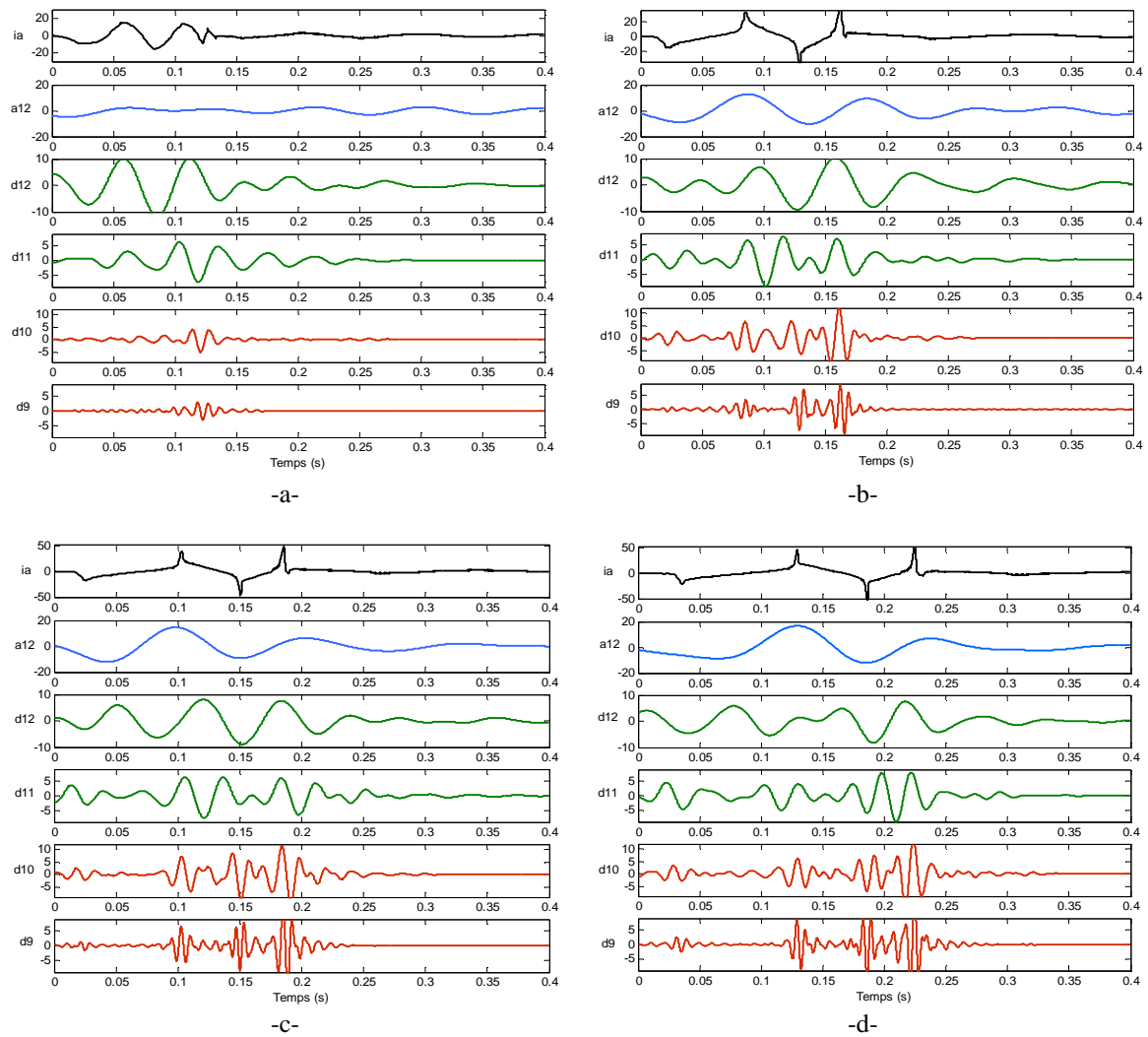
**Tableau 5.3:** Fréquences de défaut de court circuit

$\eta_{cc}=2\%$	$2.f_s$
f calculée (Hz)	31.83
f déduite (Hz)	31.66
Amplitude (dB)	-52.85

Cependant, l'analyse par FFT du courant reste difficile pour la détection du défaut en boucle fermée (machine commandée par MG sans capteur).

### B. DWT du courant statorique

Les figures 5.19 et 5.20 représentent les résultats d'analyse du courant statorique par l'ondelette multi niveau db44 pour une machine saine et avec défaut de court-circuit entre spires à la phase "a<sub>s</sub>" (5, 7 et 10 spires) en régime transitoire et permanent.

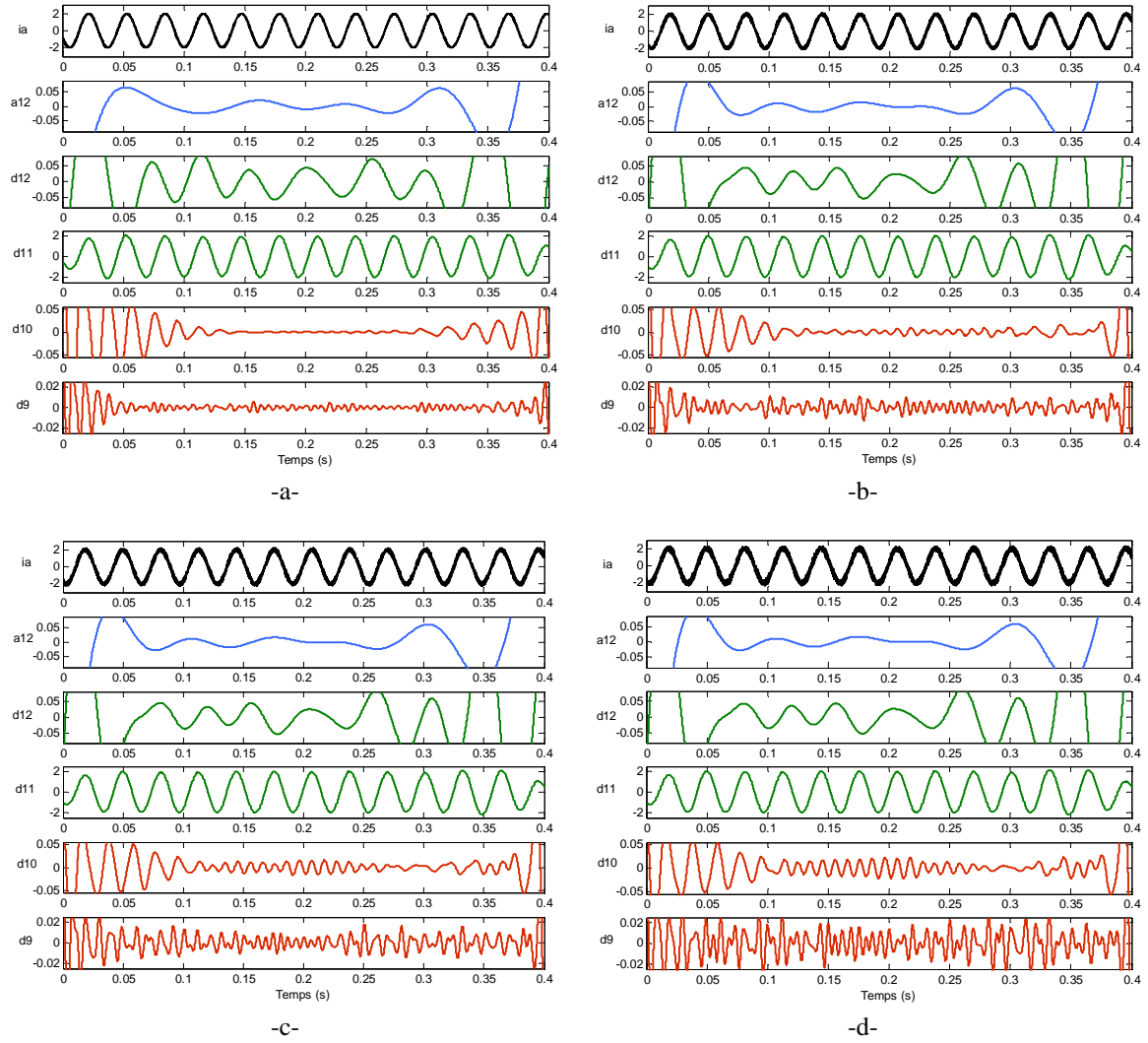


**Fig. 5.19:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime transitoire:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit entre spire de 5 spires, -c- 7 spires, -d- 10 spires

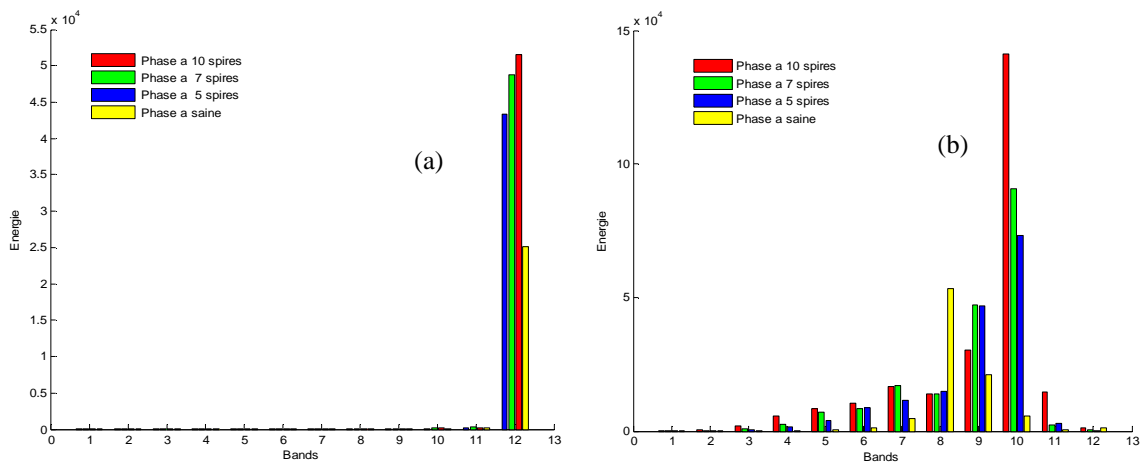
La comparaison des signaux de détail et d'approximation (Tab 5.2) obtenus pour de la machine saine et avec défaut montre que l'amplitude des coefficients d9 et d10 est augmentée par rapport au cas sain surtout dans le cas de défaut 10 spires en régime transitoire ou permanent. L'augmentation de l'amplitude de détails d9 et d10 est proportionnelle à la sévérité du défaut de court circuit entre spires.

L'énergie de décomposition de l'ondelette (Fig. 5.21) montre que l'énergie emmagasinée dans chaque niveau de décomposition de détail particulièrement d10 et d12.





**Fig. 5.20:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec court circuit entre spires de 5 spires, -c- 7 spires, -d- 10 spires



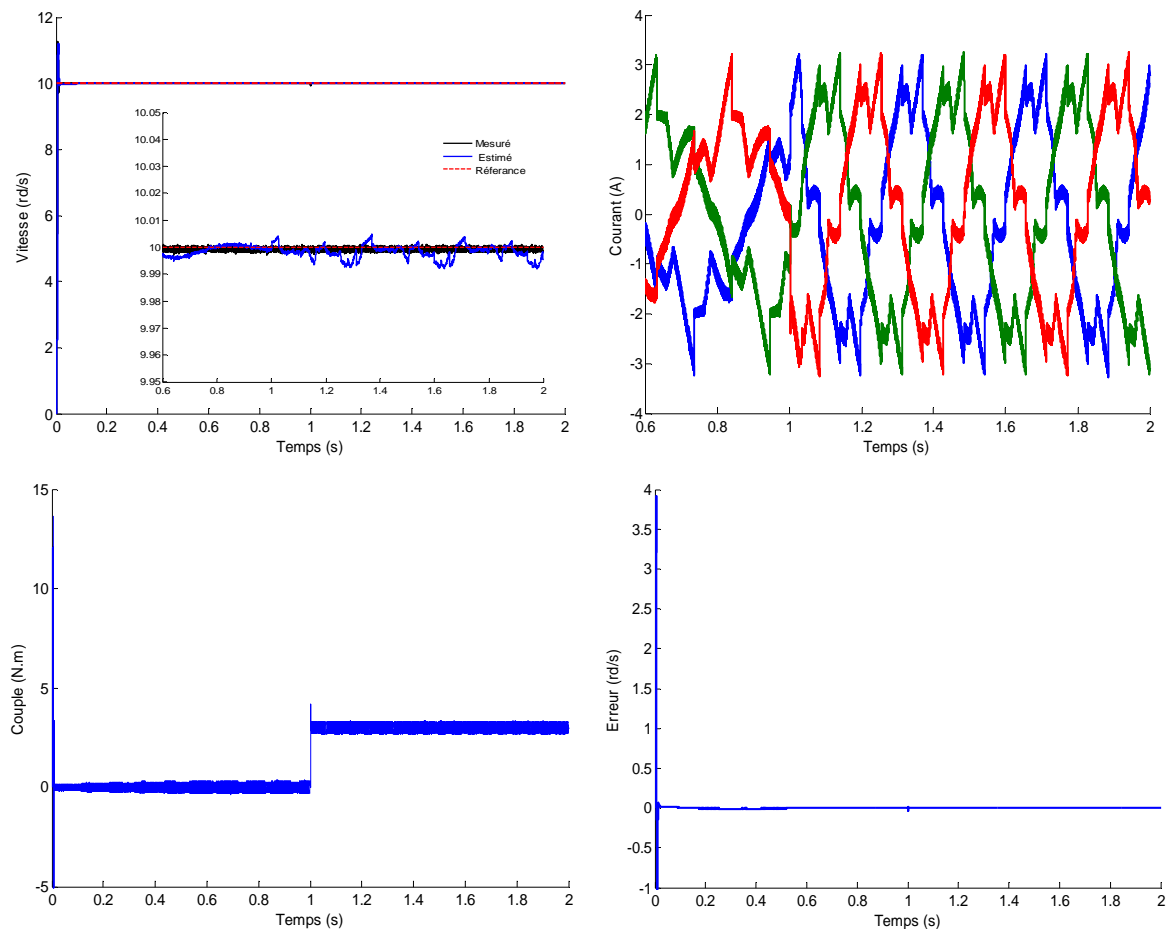
**Fig. 5.21:** Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44): (a) régime permanent, (b) régime transitoire

### V.8.2.3 Fonctionnement sans capteur à faible vitesse de la MG avec défauts

L'objectif est de tester la robustesse de la commande MG sans capteur de vitesse vis à vis les défauts en fonctionnement à faible vitesse: cassure des barres rotoriques ou du défaut de court circuit entre spires d'une phase statorique.

#### ➤ *Défaut de cassure des barres rotoriques*

La figure 5.22 représente l'évolution du courant statorique, du couple électromagnétique et de la vitesse de la machine en charge de 3 Nm pour une vitesse de référence de 10rd/s. Le défaut de cassure de deux barres rotoriques est effectué à l'instant  $t=1s$ .

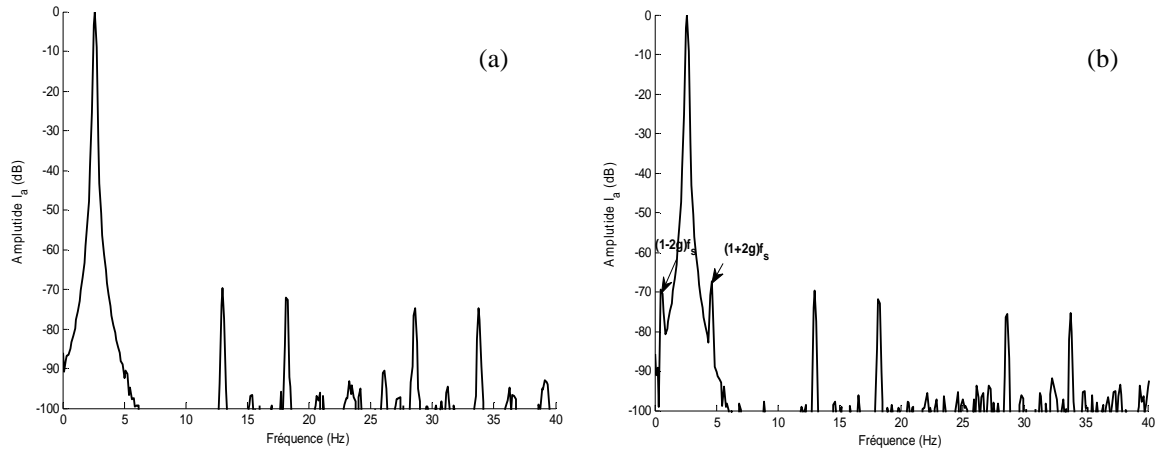


**Fig. 5.22:** Caractéristiques électriques et mécaniques de la machine avec deux cassures des barres rotoriques

On constate que la vitesse estimée est affectée par le défaut de cassure des barres rotoriques, ce qui présente une bonne indication de présence du défaut.

#### A *FFT du courant statorique*

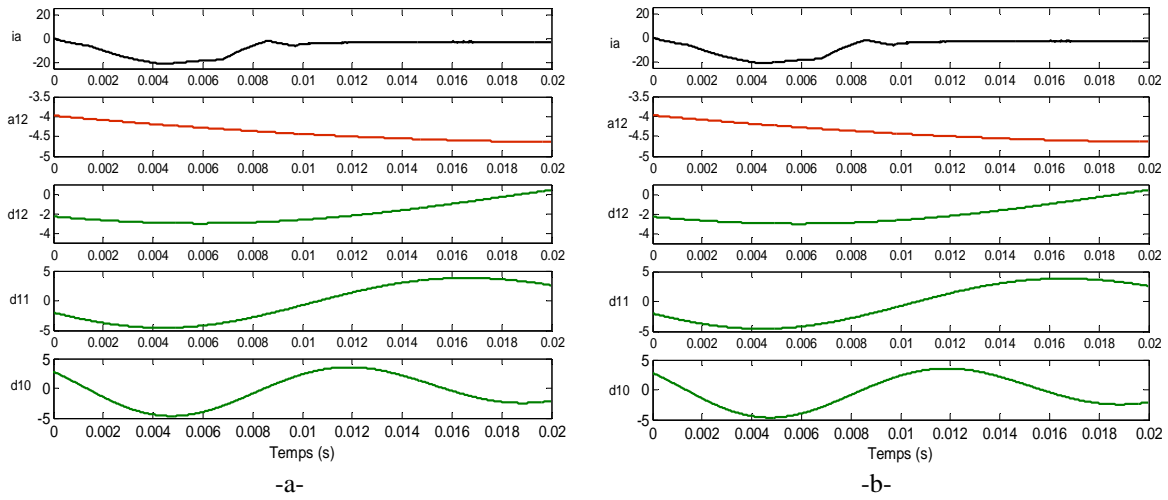
L'analyse par FFT du courant statorique montre l'apparition des raies situées à  $(1 \pm 2g)f_s$  générées par l'effet du défaut.



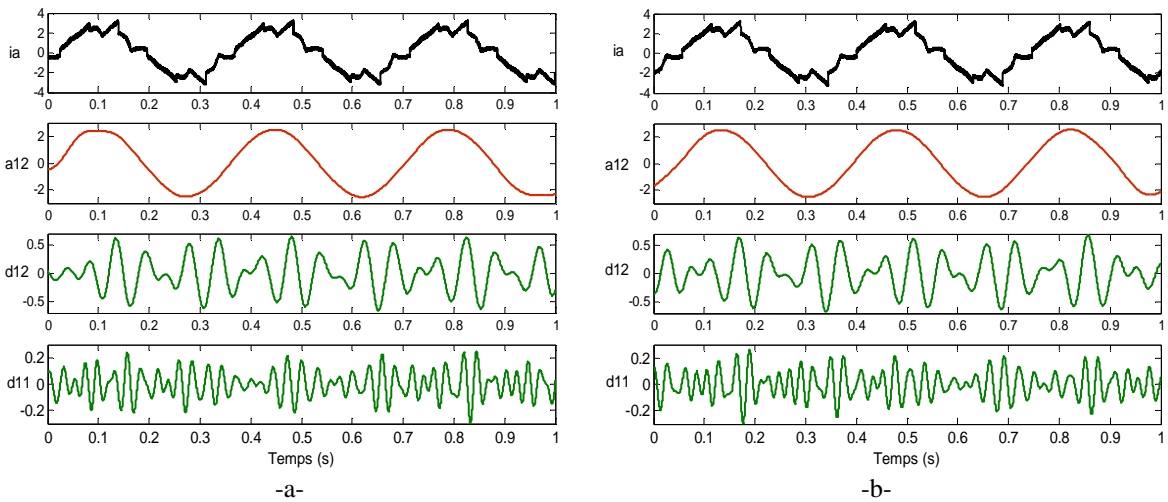
**Fig. 5.23:** FFT du courant statorique:  
 (a) machine saine, (b) machine avec deux barres rotoriques cassées

**B. DWT du courant statorique**

L'analyse par ondelette db44 du courant statorique est effectuée en régime transitoire et permanent.



**Fig. 5.24:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime transitoire:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées

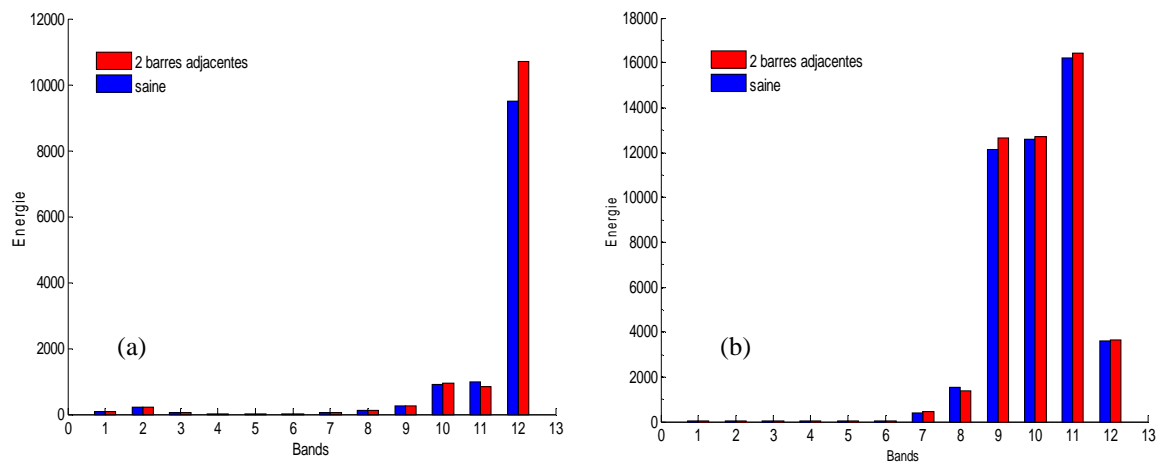


**Fig. 5.25:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db-44 en régime permanent:  
 -a- Machine saine, -b- Machine avec deux barres cassées

La figure 5.24 représente les signaux de détail et d'approximation en régime transitoire du courant statorique. On constate d'après la figure (5.24.b) qu'il n'y a aucune indication sur l'existence du défaut par rapport l'état sain (Fig. 5.24.a).

L'examen de la figure 5.25 montre que les signaux de détail et d'approximation en régime permanent présentent une variation à travers une augmentation de l'amplitude au niveau la bande d11 (Fig. 5.25.b) provoquée par le défaut de cassure des barres rotoriques.

Les résultats de variation de l'énergie de l'ondelette obtenus dans le cas de fonctionnement sain seront comparés à ceux avec défaut de barres (Fig. 5.26).



**Fig 5.26:** Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44):  
(a) régime permanent, (b) régime transitoire

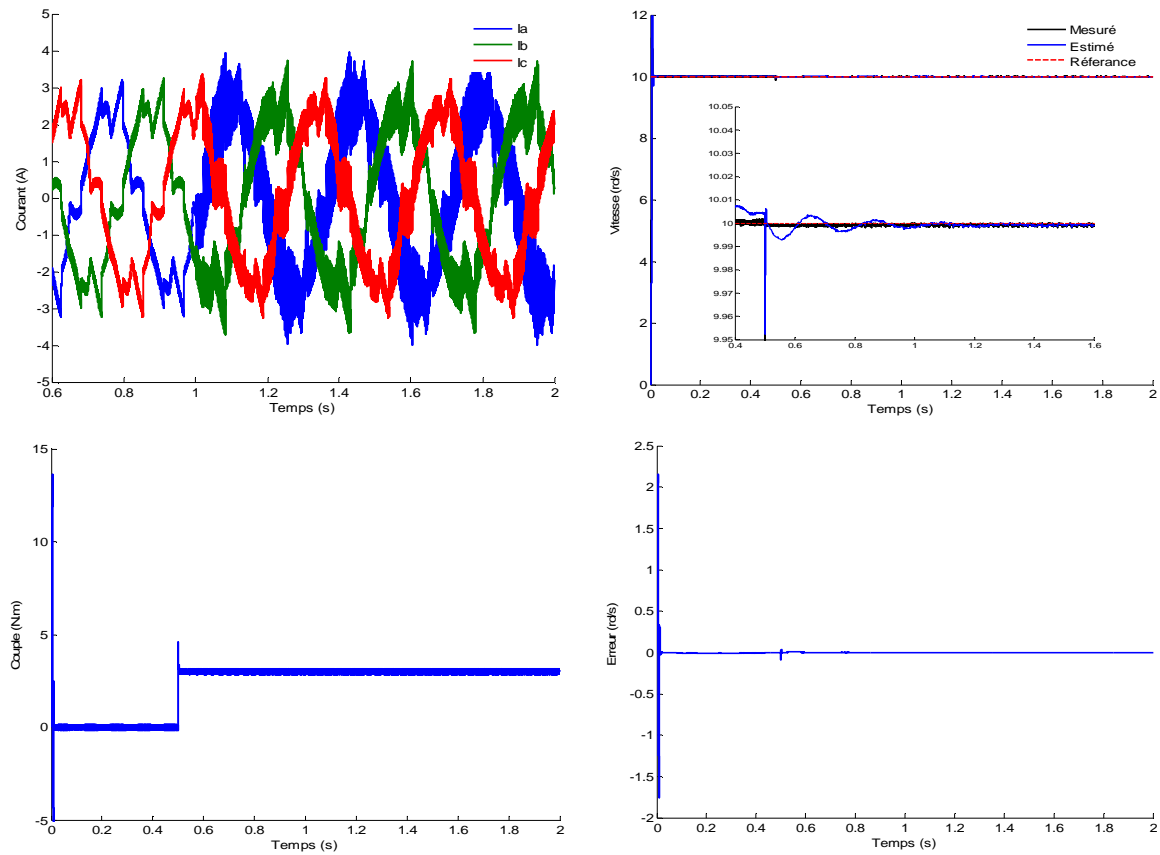
### ➤ *Défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique*

La figure 5.27 représente l'évolution du courant statorique, du couple électromagnétique et de la vitesse de la machine en charge de 3 Nm ( $t=0.5$  s) pour une vitesse de référence de 10 rd/s et un défaut de court circuit de 10 spires d'une phase statorique appliqué à l'instant  $t=1$ s.

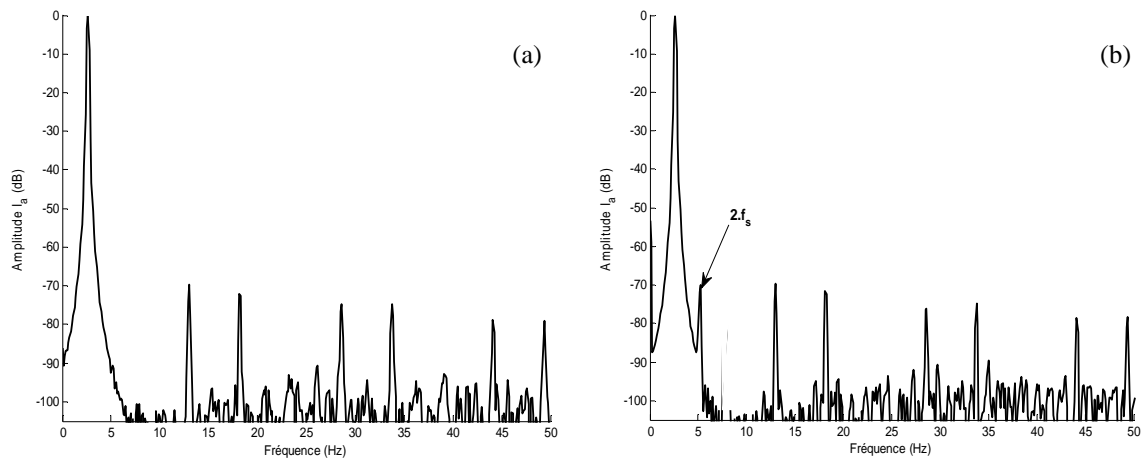
On remarque l'apparition d'un pic sur l'allure du couple que se stabilise rapidement. Ainsi, une fluctuation apparaît sur la vitesse estimée au moment de l'introduction du couple de charge.

#### **A. FFT du courant statorique**

L'analyse spectrale du courant statorique affectée par le défaut est illustrée sur la figure 5.28 où l'effet du défaut de court-circuit entre spires se manifeste à travers l'apparition des rais à  $n.f_s$  (5.34 Hz) et petite augmentation de l'amplitude des harmoniques déjà existante. On remarque que l'analyse par FFT pour ce type de défaut en BF à faible vitesse ne donne pas de résultat satisfaisants et le diagnostic est délicat.



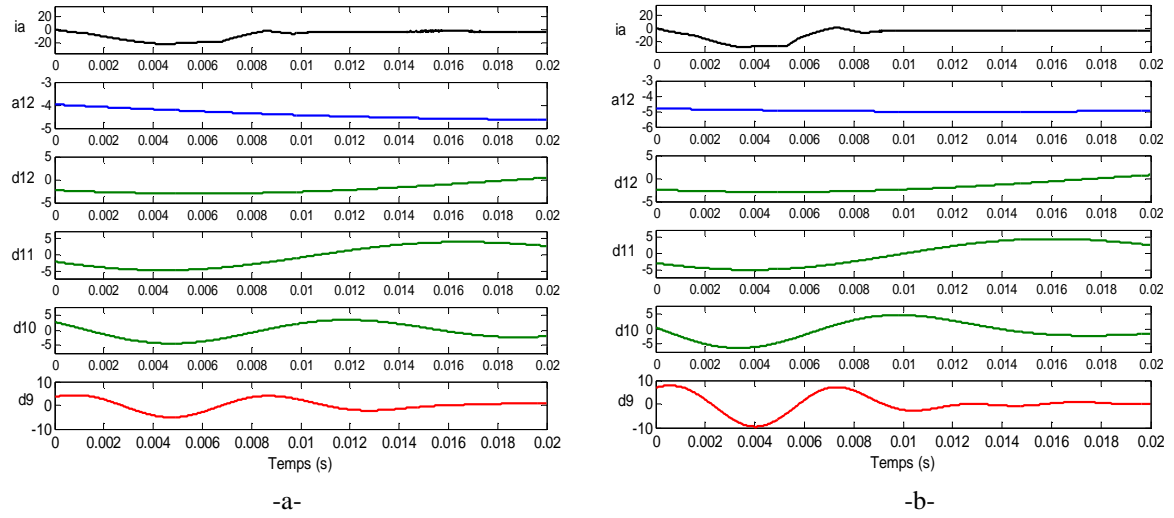
**Fig. 5.27:** Caractéristiques électriques et mécaniques de la machine pour un défaut de court-circuit de 10 spires



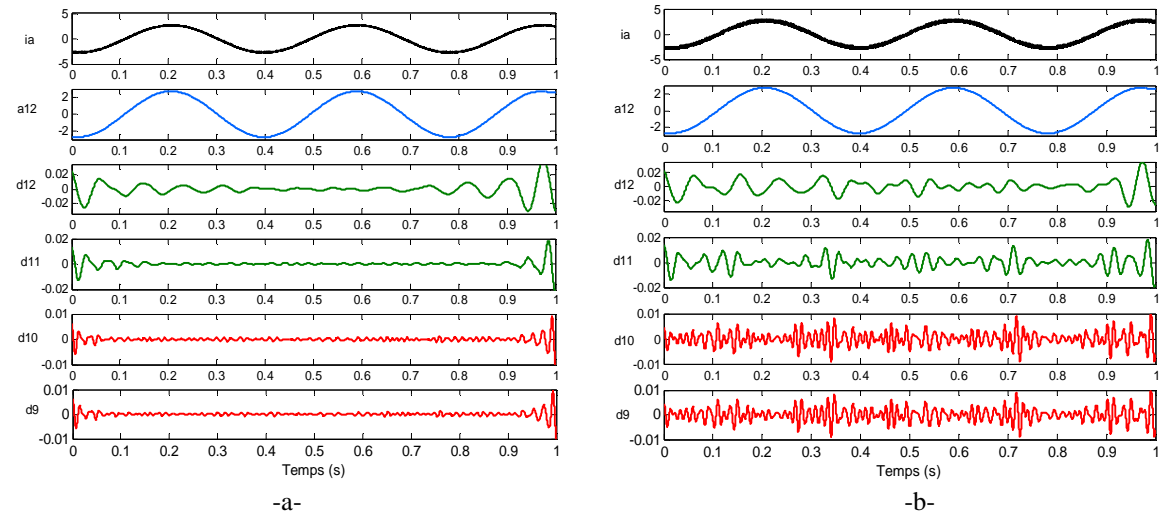
**Fig. 5.28:** Spectre du courant statorique par (FFT) pour une machine: (a) saine, (b) avec court-circuit de 10 spires

**B. DWT du courant statorique**

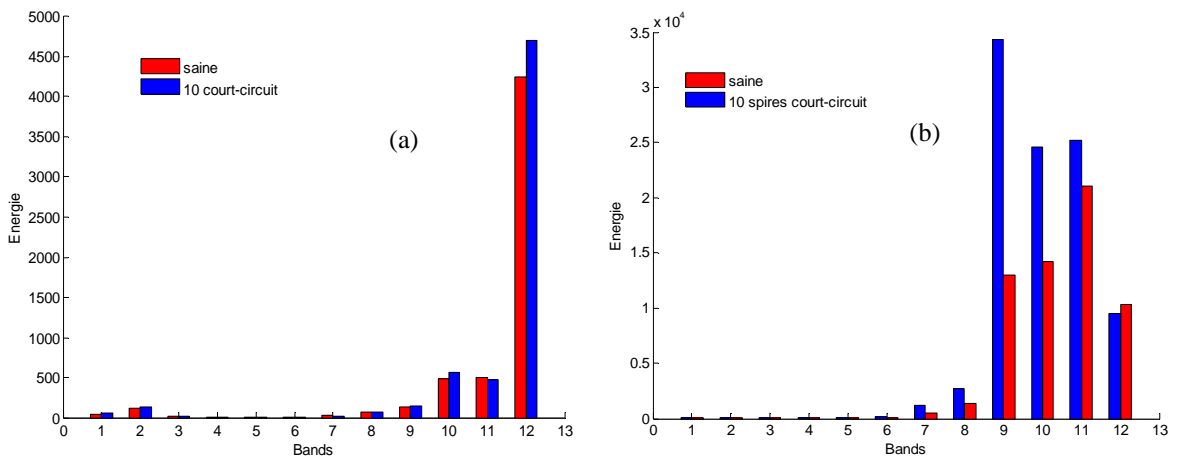
L'analyse des coefficients d'approximation et de détail en régime transitoire montre la difficulté de signature du défaut de court circuit entre spire en régime transitoire des résultats issus de la commande par MG sans capteur en raison du temps court du démarrage (Fig. 5.29.b).



**Fig. 5.29:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime transitoire: -a- Machine saine, -b- Machine avec un court circuit de 10 spires



**Fig. 5.30:** Approximations et détails obtenus par l'ondelette db44 en régime permanent: -a- Machine saine, -b- Machine avec un court circuit de 10 spires



**Fig. 5.31:** Variation de l'énergie dans les bandes de fréquence (db44): (a) régime permanent, (b) régime transitoire

Les signaux de détail et d'approximation obtenus en régime permanent ont des amplitudes des coefficients  $d_9$ ,  $d_{10}$ ,  $d_{11}$  et  $d_{12}$  qui ont subi une augmentation suite au défaut (Fig. 5.30.b) par rapport au cas sain (Fig. 5.30.a).

L'énergie de décomposition de l'ondelette dans le cas de la machine saine et avec défaut de 10 spires en court circuit sur la phase " $a_s$ " (Fig. 5.31). L'augmentation de l'énergie des signaux de détail confirme l'effet du défaut.

## V.9 Conclusion

Dans ce chapitre une étude en vue de la surveillance et le diagnostic des défauts de la machine asynchrone en boucle fermée est présentée. La commande considérée est le mode glissant qui offre de meilleures performances autour du point de fonctionnement, ainsi lors des variations paramétriques et en présence des perturbations extérieures.

La fiabilité du diagnostic est testée à travers l'analyse des signaux des courants statoriques en utilisant deux méthodes d'analyse: la transformée de Fourier FFT et la transformée en ondelettes.

Les résultats obtenus par l'analyse du courant statorique par FFT pour la détection du défaut statorique de type court-circuit en boucle fermée présentent des difficultés dans la signature et le diagnostic. Le problème d'analyse de signature du défaut est résolu en utilisant la transformée en ondelettes discrète (TOD) qui a mené à des résultats significatifs en terme de défauts rotoriques et statoriques. Le calcul de l'énergie de bandes de décomposition de détail à donner un indice simple et efficace, indépendant de la structure du contrôle sur le défaut ainsi de sa gravité.

La robustesse de la commande ainsi que les procédures de diagnostic sont testés en présence du défaut pour inversion de la vitesse et en fonctionnement à faible vitesse.

## **CONCLUSION GENERALE**



## CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans cette thèse sont consacrés à la surveillance et au diagnostic des défauts qui peuvent affecter la machine asynchrone au cours de son fonctionnement. L'étude est focalisée dans le cadre de la maintenance prédictive sur la conception des méthodes d'aide à la décision en vue de la détection des défauts de la machine asynchrone à savoir les défauts de cassure de barre (s) rotorique (s), courts-circuits statoriques et mixte.

Dans ce contexte, le second chapitre a été consacré à l'élaboration des modèles dédiés à la simulation des défauts affectant la machine asynchrone à cage d'écureuil. En particulier le modèle de défaut statorique, rotorique et mixte. La validation expérimentale de la plupart des modèles de défaut effectué en simulation sont réalisés.

La maîtrise des techniques de traitement du signal avancées en particulier l'analyse multi résolution en ondelettes du courant statorique a permis la réalisation d'un diagnostic fiable en régime stationnaire et non-stationnaire (régime variable). La particularité de la technique est qu'elle ne nécessite qu'un minimum d'information sur les signaux analysés, elle présente plusieurs degrés de liberté en ce qui concerne le choix du type d'ondelette mère, du nombre de niveaux de décomposition et la fréquence d'échantillonnage.

Les résultats d'analyse par ondelettes de type "*Daubechies*" ou "*Discrète Meyer*" montrent l'efficacité de la méthode pour diagnostic du défaut de court-circuit entre spires au stator. Les signaux de détails et d'approximations à niveaux élevés résultant de la décomposition qui contiennent les informations des défauts. L'énergie emmagasinée dans chaque niveau de décomposition à cause du défaut confirme l'augmentation observée dans les signaux de détail et d'approximation.

En fonctionnement à vitesse variable, particulièrement à basse vitesses par la commande directe du couple ou par la commande mode glissant de la machine asynchrone en présence du défaut de cassure de barres rotoriques ou/et de court-circuit entre spires statoriques, elle peut d'obtenir des hautes performances.

Les résultats d'analyse du courant statorique en régime stationnaire ou non-stationnaire par la transformée en ondelette discrète a mené à des résultats très significatifs en terme du diagnostic des défauts, où la décomposition des signaux de détail et d'approximation obtenus donne une image réelle pour les différents types des défauts.

Enfin, dans le cadre général du diagnostic, comme perspectives proposées pour la continuité du travail est la considération des défauts mécaniques à savoir l'excentricité et le défaut de roulement avec une implémentation pratique.

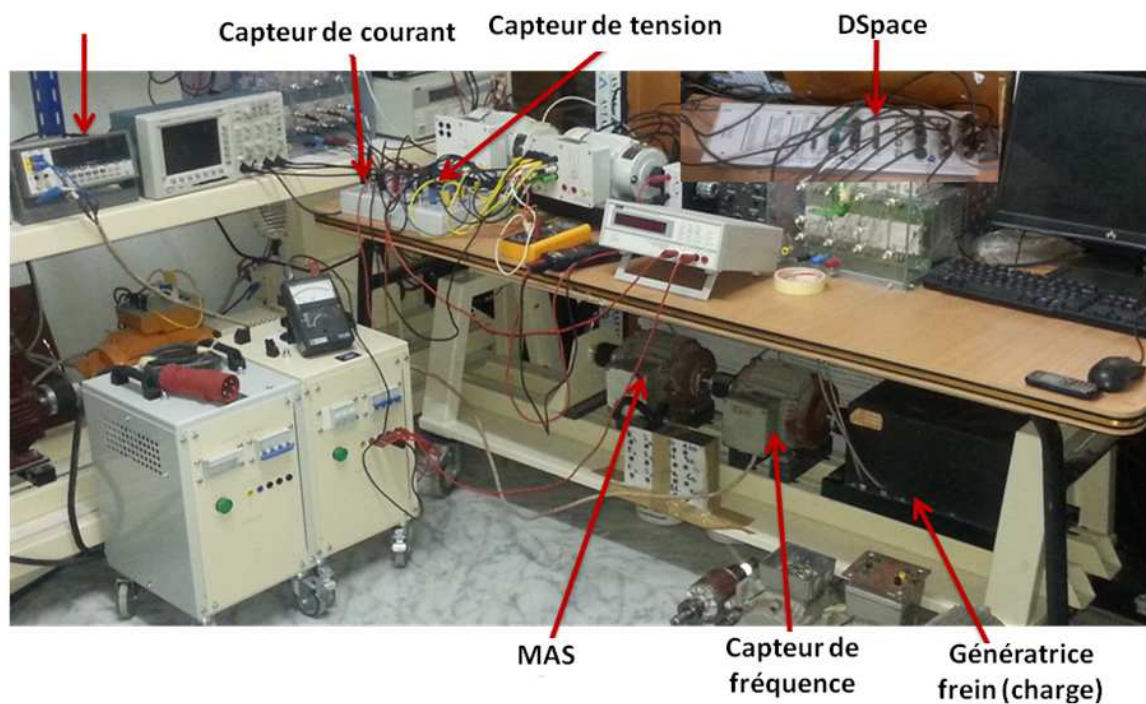
## Annexe A

### Caractéristiques de la machine

Machine	P= 1.1 kW
Nombre de pôles	p=4
Tension nominale	400/230 V
Courant nominal	2.6/4.3 A
Facteur de puissance	cos $\phi$ (0.82 / 0.85)
Vitesse nominale	1425 tr/min
Nombre d'encoches statoriques	48
Nombre de barres au rotor	28
Nombre de spires par phase	464

## Annexe B

Description du banc d'essais expérimental:



Interface Dspace 1104



défaut statorique

défaut rotorique

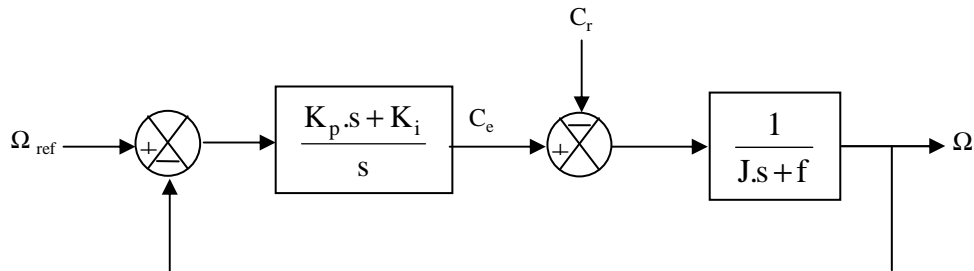


Fig. B.1 : Photos des éléments du banc d'essai expérimental

## Annexe C

### C.1 Calcul du régulateur de vitesse

La dynamique de la machine, pour le contrôle de la vitesse est donnée par l'équation mécanique. La chaîne du régulateur de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :



La fonction de transfert du système en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par l'équation suivante:

$$\frac{\omega}{\omega_{\text{ref}}} = \frac{k_p.P + k_i}{P(J.P + f)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit:

$$G = \frac{k_p.P + k_i}{J.P^2 + (k_p + f).P + k_i}$$

En trouvant:

$$G = \frac{1 + \tau P}{\frac{J}{k_i} P^2 + \left(\frac{f}{k_i} + \tau\right) P + 1}$$

avec:  $\tau = \frac{k_p}{k_i}$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, dont la forme canonique:

$$G^* = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} P^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} P + 1}$$

Pour un coefficient d'amortissement  $\xi = 1$  et une pulsation  $\omega_n$  donnée, donc par comparaison on obtient alors:

$$\begin{cases} k_i = J.\omega_n^2 \\ k_p = 2.J.\omega_n - f \end{cases}$$

## Annexe D

### D.1. Observabilité de la machine asynchrone

Considérons le modèle de la machine asynchrone:

$$\frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{L_f} & \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \\ R_r & -\frac{R_r}{L_m} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -j & -j\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} u$$

#### D.1.1 Etude de l'observabilité du modèle du moteur asynchrone pour le cas linéaire

Si on suppose que la vitesse de rotation varie lentement et reste constante pendant un pas de calcul, l'étude de l'observabilité du moteur sera simplifiée.

Le calcul de la matrice d'observabilité en notation complexe donne:

$$O = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{R_s + R_r}{L_f} - j\omega & \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} - j\frac{\omega}{L_f} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le déterminant de la matrice d'observabilité O est:

$$\det(O) = \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} - j\frac{1}{L_f} \omega$$

Le carré du déterminant de la matrice d'observabilité complexe donne le déterminant de la matrice d'observabilité O.

$$\det(O) = |\det(O)|^2 = \left( \frac{R_r}{L_m \cdot L_f} \right)^2 + \left( \frac{1}{L_f} \right)^2 \omega^2$$

Ce résultat signifie théoriquement que quelque soit la vitesse mécanique, le système est observable même pour la vitesse nulle.

#### D.1.2 Etude de l'observabilité de modèle du moteur asynchrone pour le cas non-linéaire

L'étude de l'observabilité des grandeurs du moteur asynchrone dans le cas non-linéaire, est effectuée en considérant le modèle du moteur asynchrone dans le repère  $\beta \alpha$ , en considérant le couple de charge comme une variable d'état.

soit:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + B \cdot u(t) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases}$$

$$\text{avec } x = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} & \phi_{\alpha r} & \phi_{\beta r} & \omega_r \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \end{bmatrix}^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot T \cdot x_4 \cdot x_5 \\ -\lambda \cdot x_2 - p \cdot T \cdot x_3 \cdot x_5 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 + p \cdot x_3 \cdot x_5 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 \\ \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{1}{J} C_r \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et

$$h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

Ceci étant une forme très générale du modèle d'un système non-linéaire. Pour tester l'observabilité au sens du rang, on définit:

$$P_j(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{h}_3 \end{bmatrix}$$

$$\text{Dont le Jacobien est: } J(x) \frac{\partial(P_j(x))}{\partial x} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} \\ j_{21} & j_{22} \end{bmatrix}$$

avec:

$$j_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad j_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad j_{21} = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot x_5 \\ -\eta x_4 & \eta x_3 & \eta x_2 \end{bmatrix}, \quad j_{22} = \begin{bmatrix} \Gamma \cdot x_5 & \Gamma \cdot x_5 & 0 \\ \frac{\Gamma}{T_r} & -\Gamma \cdot x_5 & 0 \\ -\eta x_1 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

$$\text{On retrouve: } \det(J(x)) = -\frac{\Gamma^2}{J} \left( \frac{1}{T_r^2} + (x_5)^2 \right)$$

Le rang de la matrice  $J(x)$  est égal à l'ordre du système et ceci indépendamment de la vitesse, ce qui est une condition suffisante d'observabilité. La machine asynchrone avec mesures de vitesse et de courants est donc localement observable.

## D.2 Application de l'observateur de Luenberger pour l'estimation de la vitesse du MAS

La mise en état du modèle de la MAS est utilisée pour la conception de l'observateur pour établir un compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de

prendre un repère d'axes liés au stator. Donc, le modèle de la MAS est mis sous forme d'état suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B.u(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (D.1)$$

avec :  $x = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \phi_{\alpha r} \quad \phi_{\beta r}]^T$ ,  $u = [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s}]^T$

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \omega \\ 0 & -\gamma & -\Gamma \omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

avec:  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ ;  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ ;  $\gamma = \frac{R_s + R_r}{L_f}$ ;  $\Gamma = \delta = \frac{1}{L_f}$ ;

La structure de l'observateur de Luenberger est illustrée sur la figure (D.1). L'équation d'état de l'observateur peut s'écrire de la façon suivante:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B.u(t) + L\xi_Y(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (D.2)$$

où:  $\xi_Y$  : étant un écart de l'observation défini par:  $\xi_Y(t) = y(t) - \hat{y}(t)$ ;

L: Matrice des gains de correction de l'observateur;

^ : désigne les valeurs estimées.

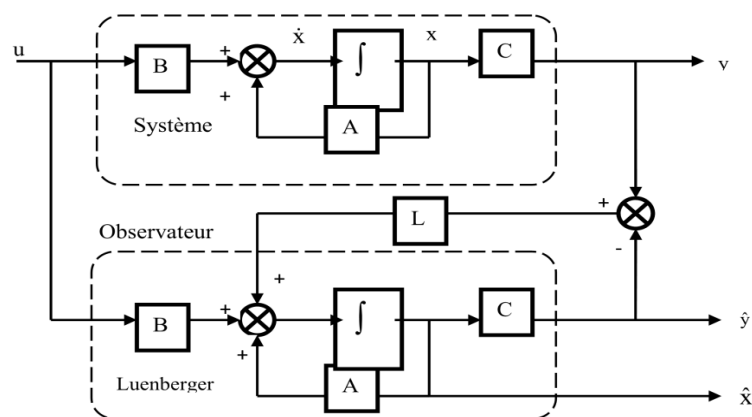


Fig. D.1: Schéma fonctionnel d'un observateur d'état



L'observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système. Comme la vitesse est considérée comme paramètre inconnu, en ajoutant le mécanisme d'adaptation, ce dernier sera déduit de la théorie de Lyapunov [112].

L'observateur d'état se présente comme suit:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(\hat{\omega})\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}.u(t) + \mathbf{L}\xi_Y(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) \end{cases} \quad (\text{D.3})$$

$$\text{avec: } \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\text{cs}} & \hat{i}_{\beta\text{s}} & \hat{\phi}_{\text{cr}} & \hat{\phi}_{\beta\text{r}} \end{bmatrix}^T, \quad \hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\text{cs}} & \hat{i}_{\beta\text{s}} \end{bmatrix}^T$$

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique montrant la différence entre l'observateur et le modèle de la machine est donnée par:

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}}$$

La substitution de (D.1) et (D.3) dans l'expression (D.4) donne:

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{L}(\mathbf{C}\mathbf{x} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})\mathbf{e} - \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} \quad (\text{D.4})$$

$$\text{avec: } \Delta\mathbf{A} = \mathbf{A}(\hat{\omega}) - \mathbf{A}(\omega)$$

L'expression (D.4) possède un terme non linéaire ( $\Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}$ ), le théorème de placement de pôle n'est suffisant à lui seul pour garantir la stabilité, ce qui conduit à l'application du théorème de Lyapunov. On définit une fonction de Lyapunov afin d'établir un algorithme d'estimation de la vitesse:

$$\mathbf{V}(\mathbf{x}) = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{1}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega)^2 \quad (\text{D.5})$$

où:  $\lambda$  est une constante positive.

Pour assurer la stabilité, on démontre que  $\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{x})$  est définie négative. Si on dérive l'eq D.5 par rapport au temps on obtient:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{x}) = \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \dot{\mathbf{e}} + \frac{2}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{D.6})$$

La substitution de l'eq D.4 dans (D.6) donne:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{x}) = \mathbf{e}^T [(\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})^T + (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})] \mathbf{e} - 2(\mathbf{e}^T \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}) + \frac{2(\hat{\omega} - \omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt}$$

Finalement la dérivé de la fonction de Lyapunov peut être exprimé par:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = e^T [(A - LC)^T + (A - LC)]e - 2c(\Delta\omega)(e_{i_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) \\ - 2(\Delta\omega)(e_{\phi_{\beta r}} \hat{\Phi}_{\alpha r} - e_{\phi_{\alpha r}} \hat{\Phi}_{\beta r}) + \frac{2(\Delta\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \end{aligned} \quad (D.7)$$

$$\text{où: } \Delta\omega = \omega - \hat{\omega}, \quad c = \frac{1}{L_f}, \quad e_{i_{\alpha s}} = i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}, \quad e_{i_{\beta s}} = i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}, \quad e_{\phi_{\alpha r}} = \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r}, \quad e_{\phi_{\beta r}} = \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r}$$

Le développement du premier terme et du troisième terme de l'eq D.7 donne:

$$e^T [(A - LC)^T - (A - LC)]e < 0$$

$$(e_{\phi_{\beta r}} \hat{\Phi}_{\alpha r} - e_{\phi_{\alpha r}} \hat{\Phi}_{\beta r}) = 0$$

Alors pour assurer la stabilité du système selon la théorie de Lyapunov, on égalise le deuxième et le quatrième terme de l'équation (D.7):

$$2c(\Delta\omega)(e_{i_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) = \frac{2(\Delta\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt}$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \lambda c (e_{i_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite sous la condition que la vitesse reste constante, mais en pratique, elle change rapidement. Pour activer l'estimation de la vitesse, on remplace l'intégrale par un PI. La loi d'adaptation de la vitesse devient alors:

$$\hat{\omega} = k_p (e_{i_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (e_{i_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - e_{i_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt$$

avec:  $k_p$  et  $k_i$  qui sont des constantes positives.

### D.2.1 Choix du gain de l'observateur

La matrice du gain est choisie de manière à imposer une dynamique de l'observateur plus rapide que celle du système. Habituellement, les pôles de l'observateur sont placés tels que l'erreur d'observation diminue le plus rapidement possible [112].

La matrice de gain L est définie comme suite:

$$L \begin{bmatrix} g_{L1} & g_{L2} & g_{L3} & g_{L4} \\ -g_{L2} & g_{L1} & -g_{L4} & g_{L3} \end{bmatrix}^T$$

où :

$$g_{L1} = (k_g - 1) \left( \lambda + \frac{1}{T_r} \right), \quad g_{L2} = (k_g - 1) \hat{\omega},$$

$$g_{L3} = \left( \frac{k_g^2 + 1}{\delta} \right) \left( \lambda - \frac{\delta}{T_r} \right) + \left( \frac{1 - k_g}{\delta} \right) \left( \lambda + \frac{1}{T_r} \right), \quad g_{L4} = - \frac{(k_g - 1)}{\delta} \hat{\omega}$$

La constante de proportionnalité  $k_g$  est au moins égale à l'unité ( $k_g \geq 1$ ).

# **BIBLIOGRAPHIE**

## Bibliographie

- [1] M. A. TRAORE "Supervision adaptative et pronostic de défaillance pour la maintenance prévisionnelle de systèmes évolutifs complexes" thèse de doctorat, l'Université Lille 1, 2010.
- [2] F. BABAA "Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone: Application au diagnostic des défauts statoriques" thèse de doctorat, Université Constantine 1, 2014.
- [3] A. Djebala, N. Ouelaa, N. Hamzaoui et S. Guenfoud, Détection précoce des défauts de roulements par analyse multirésolution en ondelettes, First International Congress Design and Modeling of Mechanical Systems, Tunisie 23-25 Mars 2005.
- [4] S. Aouabdi, H. Merabet, "Early detection of short circuit between turns in stator winding of induction machines via multivariate statistics", 2nd International Conference on Automation, Control, Engineering and Computer Science ,2015.
- [5] H. Razik, G. Didier, " Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances " Université Vandoeuvre Nancy, Octobre 2004.
- [6] T. Boumegoura "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans la machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic" Thèse de doctorat, L'Ecole Centrale de Lyon, 2001.
- [7] O.M. El Kamel "Surveillance et diagnostic des défauts rotoriques de la machine à induction avec différents types d'alimentation" thèse de doctorat, Université Mentouri-Constantine, 2010.
- [8] G.B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott, and M. W. Madden, "Non invasive detection of broken rotor bars in operating induction motors" IEEE Transactions on. Energy Conv., vol. 3, pp. 873–879, Dec. 1988.
- [9] W.T. Thomson, and I. D. Stewart, "On-line current monitoring for fault diagnosis in inverter fed induction motors", IEEE, Third international conference on power electronics and drives, London, pp.432-435, 1988.
- [10] F. Filippetti, M. Martelli, G. Franceschini, C. Tassoni. "Developpement of expert system knowledge base to one-line diagnosis of rotor electrical faults of induction motors", Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1992 IEEE, pp. 92–99, 1992.
- [11] G. Didier, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances" thèse de doctorat, université Henri Poincaré de Nancy, 2004.

- [12] R. Takahata, S. Wakui, K. Miyata, K. Noma, "Influences of rotor eccentricity on permanent magnet synchronous motor characteristics", IEEE, ICEMS International Conference on Electrical Machines and Systems, pp.1-6, 2009.
- [13] A. Negoita, G. Scutaru, I. Peter, R.M. Ionescu. "Influence of rotor static eccentricity on the noise level of a single phase squirrel cage induction motor ", 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), pp.373-378, 2012.
- [14] H. Hamidi, A.R. Nasiri, A.R. Nasiri."Detection and isolation of mixed eccentricity in three phase induction motor via wavelet packet decomposition", 5th Asian Control Conference, Vol.2, pp. 1371-1376, 2004.
- [15] D.C. Patel, M.C. Chandorkar, "Modeling and Analysis of Stator Interturn Fault Location Effects on Induction Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.61, No. 9, pp.4552-4564, 2013.
- [16] G.M. Joksimovic, J.D. Penman, "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, No.5, pp. 1078-1084, 2000.
- [17] S.M.A. Cruz, A.J.M. Cardoso. "Diagnosis of stator inter-turn short circuits in DTC induction motor drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.40, No.5, pp.1349-1360, 2004.
- [18] T.G. Habetler, R.G. Harley, R.M.Tallam, L. Sang-Bin. "Complete current-based induction motor condition monitoring: stator, rotor, bearings, and load", VIII IEEE International Power Electronics Congress, Technical Proceedings. CIEP 2002.
- [19] I.Y. Onel, M.E.H. Benbouzid, "Induction Motors Bearing Failures Detection and Diagnosis: Park and Concordia Transform Approaches Comparative Study", IEMDC'07, IEEE International Electric Machines & Drives Conference, pp.1073-1078, 2007.
- [20] S. Ergina, A. Uzuntas, M.B. Gulmezoglu. "Detection of Stator, Bearing and Rotor Faults in Induction Motors", Procedia Engineering, Vol.30, pp.1103-1109, 2012.
- [21] E. Schaeffer "Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts", thèse de doctorat, Université de Nantes, 1999.
- [22] O. Ondel, "Diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone", Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2006.
- [23] P. Shi, Z. Chen, Y. Vagapov, Z. Zouaoui. "A new diagnosis of broken rotor bar fault extent in three phase squirrel cage induction motor", Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 42, No.1–2, pp. 388–403, Jan 2014.
- [24] Y. Gritli, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, C. Rossi, F. Filippetti. "Quantitative Rotor Broken Bar Evaluation in Double Squirrel Cage Induction Machines under Dynamic Operating Conditions" IEEE, 8th International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), pp.1-6, 2013.

- [25] H. Razik, H. Henao, R. Carlson. "The effect of inter-bar currents on the diagnostic of the induction motor", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol.2, pp.797-802, May 2004.
- [26] R. Kechida, A. Menacer, H. Talhaoui. "Approach Signal for Rotor Fault Detection in Induction Motors", Journal of Failure Analysis and Prevention, Vol. 13, No. 3, pp 346-352, June 2013.
- [27] C. Kreischer, L. Golebiowski. "Detection of broken bars and rings in induction machines" International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE), pp.355-359, 2012.
- [28] A. Conradi, C. Schmulling. "Investigation on effects of non-active peripheral machine parts to the impedance of rotor end rings in induction machines", IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), pp. 1092-1096, 2013
- [29] H.A. Toliyat, T.A. Lipo. "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.10, No.2, Jun 1995.
- [30] S.A. Ethni, S.M. Gadoue, B. Zahawi. "Inter-turn short circuit stator fault identification for induction machines using computational intelligence algorithms", IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp.757-762, 2015
- [31] M.S. Ballal, Z.J. Khan, H.M. Suryawanshi, M.K. Mishra. "Detection of Inter-turn Short-circuit Fault in Induction Motor Using Theory of Instantaneous Symmetrical Components", IEEE International Conference on Industrial Technology, pp.460-464, 2006.
- [32] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux, D. Alejo. "Stator inter-turn short-circuit detection in permanent magnet synchronous generators using extended Kalman filtering", IEEE, 11th International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics (ECMSM), 2013.
- [33] W. T. Thomson, M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults", IEEE Industry Application Magazine, July/August 2001, pp 26-34.
- [34] R. Kechida, A. Menacer, H. Talhaoui, H. Cherif. "Discrete wavelet transform for stator fault detection in induction motors", IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, pp.104-109, 2015.
- [35] A. Ibrahim, "Contribution au diagnostic de machines électromécaniques: Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée" Thèse de doctorat, Université Jean Monnet, 2009.
- [36] R. Kechida, A. Menacer, H. Talhaoui, "Fourier Transform for Broken Rotor Bars Fault Detection in Induction Motors: Simulation and Experimentally Study", First International Conference on Electrical Engineering, Biskra, 2014.
- [37] B. Aubert, "Détection des courts-circuits inter-spores dans les Générateurs Synchrones à Aimants Permanents: Méthodes basées modèles et filtre de Kalman étendu", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2014.

- 
- [38] M.J. Devaney, L. Eren, "Detecting motor bearing faults", *Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE*, vol.7, no.4, pp.30-50, Dec. 2004.
- [39] D.G. Dorrell, W.T. Thomson, S. Roach, "Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.33, No.1, pp.24-34, 1997.
- [40] S. Nandi, H.A. Toliyat, "Fault diagnosis of electrical machines-a review", *International Conference Electric Machines and Drives*, pp.219-221, May 1999.
- [41] R.R. Schoen, T.G. Habelter, F. Kamran and R.G. Bartheld, "Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.31, No.6, pp. 900-906, 1995.
- [42] "Présentation des avaries. Machines électriques tournantes", *Cahier des préventions. CP2, Société Allianz*, 1988.
- [43] T. Boumegoura, "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone, et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic", *Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon*, 2001.
- [44] A Ceban "Méthode globale de diagnostic des machines électriques", *Thèse de doctorat, Université Lille de Nord de France—École doctorale SPI*, 2012.
- [45] M.A. Awadallah and M.M. Morcos, "Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives-an overview", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, pp.245-251, 2003.
- [46] S. Altug, C. Mo-Yuen, and H.J. Trussell, "Fuzzy inference systems implemented on neural architectures for motor fault detection and diagnosis", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 1069-1079, 1999.
- [47] S. Chen, R. Zivanovic, "Modelling and simulation of stator and rotor fault conditions in induction machines for testing fault diagnostic techniques", *European Transactions on Electrical Power*, Vol.20, pp.611–629, 2010.
- [48] A.K. Jalan, A.R. Mohanty, "Model based fault diagnosis of a rotor–bearing system for misalignment and unbalance under steady-state condition", *Journal of Sound and Vibration*, Vol.327, Issues 3–5, pp.604–622, 2009.
- [49] J.S. Thomsen, C.S. Kallesoe, "Stator Fault Modelling of Induction Motors", *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp.1275-1280, 2006.
- [50] M. Arkan, D. Kostic-Perovic, P.J. Unsworth, "Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics", *Electric Power Systems Research*, Vol.75, pp.57–66, 2005.
- [51] A. Menacer, " Contribution à l'identification des paramètres et des états d'une machine à induction pour diagnostic et développement de commande robuste: robustesse vis-à-vis de défauts", *Thèse doctorat en, Electrotechnique, Univ Batna*, 06 / 12 /2007.
-

- 
- [52] S. Bachir, S. Tnani, J.C. Trigeassou, G. Champenois, "Diagnosis by Parameter Estimation of Stator and Rotor Faults Occurring in Induction Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 3, JUNE 2006.
- [53] M. Sahraoui, S.E. Zouzou, A. Ghoggal, S. Guedidi, "A new method to detect inter-turn short-circuit in induction motors", XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2010.
- [54] A. Stavrou, H.G. Sedding, J. Penman, "Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.16, No.1, pp.32-37, 2001.
- [55] C.R. da Silva, M.B.R. Correa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, "A New Approach for Inter-Turn Short-Circuit Detection in Six-Phase Induction Motor", IEEE, 32nd Annual Conference on Industrial Electronics, IECON, Paris, 2006.
- [56] I.B.A. Bazine, "Identification en boucle fermée de la machine asynchrone: Application à la détection de défauts", Thèse de doctorat, université de Poitiers, 2008.
- [57] S. Bachir, "Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique", Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2002.
- [58] Arezki. M, "Contribution à l'identification des paramètres et des états d'une machine à induction pour diagnostic et développement de commande robuste: robustesse vis-à-vis de défauts", thèse de doctorat, université de Batna, Dec 2007.
- [59] H. Razik, A. Abed, A. Rezzoug, "Un modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la simulation et au diagnostic", RS-RIGE. Vol.6, No.3-4/2003, pp 325-350.
- [60] S.E. Petropol, "Ondelettes et Diagnostic: Application aux défauts diélectriques et électriques des machines tournantes". Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, FRANCE, Sep 2001.
- [61] R.N. Dash, "Fault Diagnosis in Induction Motor Using Soft Computing Techniques", Thèse de doctorat, Rourkela-India, 2010.
- [62] J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J.R. Folch, M.P.M. Palomares, "Validation of a New Method for the Diagnosis of Rotor Bar Failures via Wavelet Transformation in Industrial Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.42, No.4, pp.990-996, 2006.
- [63] J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, F.M. Giménez, A. Peris, "Application and optimization of the discrete wavelet transform for the detection of broken rotor bars in induction machines", Applied and Computational Harmonic Analysis, Vol.21, No.2, pp.268–279, 2006.
- [64] Y. Zhang, T.Y. Ji, M.S. Li, Q.H. Wu, "Application of discrete wavelet transform for identification of induction motor stator inter-turn short circuit", IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT ASIA), pp.1-5, 2015, Doi:10.1109/ISGT-Asia.2015.7387107.



- 
- [65] J. Antoni, M. Sidahmed, "Contrôle et diagnostic à partir des signaux acoustiques et vibratoires" Conference "Vibratory and Acoustical Surveillance Methods and Diagnostic Techniques" N°5, Senlis, FRANCE
- [66] A. Djebala, "Application de la transformée par ondelettes à l'étude et l'analyse vibratoire des systèmes mécaniques", Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2008.
- [67] G. BAUDOIN et J.F. BERCHER "Éléments de traitement du signal", École supérieure d'ingénieurs en électrotechnique et électronique, Septembre 1998.
- [68] H. Najmeddine, K. Drissi, C. Pasquier, All, "Modélisation des charges électriques avec la méthode de "Matrix Pencil" et son intégration dans un compteur intelligent" 13èmes journées Scientifiques de l'École Doctorale Sciences pour l'ingénieur, Vol.53, pp. 90-100, ISSN 0249-7042, 2009.
- [69] I. Daubechies, "Ten lectures on wavelets", SIAM, Philadelphia, PA, 1992.
- [70] F. ABDELLICHE "Contribution au diagnostic des signaux électrocardiographiques en utilisant les concepts des fractales", thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2011.
- [71] S. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation", IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machines Intelligence, Vol.11, No.7, pp.674-693, 1989.
- [72] A. Djebala, N. Ouelaa, N. Hamzaoui, "Optimisation de l'analyse multirésolution en ondelettes des signaux de choc. Application aux signaux engendrés par des roulements défectueux", Mécanique & Industries, Vol.8, No.4, pp.379-389, 2007.
- [73] M. Zavara, S. Rahati, M.-R. Akbarzadeh-T, H. Ghasemifard "Evolutionary model selection in a wavelet-based support vector machine for automated seizure detection", Expert Systems with Applications, Vol.38, pp.10751-10758, 2011.
- [74] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel and A. Rezzoug, "Fault Diagnosis in Industrial Induction Machines through Discrete Wavelet Transform," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 58, No.09, pp. 4385-4395, 2011.
- [75] Tong Liu, Jin Huang "A Novel Method for Induction Motors Stator Inter-turn Short Circuit Fault Diagnosis by Wavelet Packet Analysis," Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, vol. 03, pp. 2254-2258, 2005.
- [76] P. Boškoski, Đ. Juričić, "Fault detection of mechanical drives under variable operating conditions based on wavelet packet Rényi entropy signatures", Mechanical Systems and Signal Processing, Vol.31, pp.369-381, 2012.
- [77] A. Djebala, N. Ouelaa, N. Hamzaoui, "Optimisation de l'analyse multirésolution en ondelettes des signaux de choc. Application aux signaux engendrés par des roulements défectueux", Mécanique & Industries, Vol.8, No.4, pp.379-389, 2007.
- [78] R. Kechida, A. Menacer, "DWT wavelet transform for the rotor bars faults detection in induction motor", IEEE, 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2011.
-

- 
- [79] J.R. Millan-Almaraza, R.J. Romero-Troncosob, R.A. Osornio-Riosc & A. Garcia-Perez, "Wavelet-based Methodology for Broken Bar Detection in Induction Motors with Variable-speed Drive", *Electric Power Components and Systems*, Vol. 39, No.3, pp.271-287, 2011.
- [80] H. Keskes, A. Brahama, Z. Lachiri, "Broken rotor bar diagnosis in induction machines through stationary wavelet packet transform and multiclass wavelet SVM" *Electric Power Systems Research*, Vol.7, pp.151–157, 2013.
- [81] G.K Singha, S. A. Saad Ahmed, " Vibration signal analysis using wavelet transform for isolation and identification of electrical faults in induction machine", *Electric Power Systems Research*, Vol.68, No.2, pp.119–136, 2004.
- [82] Z. Yan, L. Xiang-jun, "The fault vibration signal analysis of wind turbine gearbox based on wavelet transform", *International Conference on Measurement, Information and Control*, pp.724-727, 2013.
- [83] W. Zhaoxia, L. Fen, Y. Shujuan, W. Bin,"Motor Fault Diagnosis Based on the Vibration Signal Testing and Analysis" *IEEE, Third International Symposium on Intelligent Information Technology Application*, pp.433-436, 2009.
- [84] J. Rafiee, M.A. Rafiee, P.W. Tse, "Application of mother wavelet functions for automatic gear and bearing fault diagnosis", *Expert Systems with Applications*, Vol.37, pp.4568–4579, 2010
- [85] J. Cusidó, L. Romeral, J.A. Ortega, J.A. Rosero, A.G. Espinosa, "Fault Detection in Induction Machines Using Power Spectral Density in Wavelet Decomposition", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.55, No.2, pp.633 - 643, 2008.
- [86] F. Briz, M.W. Degner, P. Garcia, D. Bragado, "Rotor Fault Detection in Line-fed Induction Machines Using Complex Wavelet Analysis of Startup Transients", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.44, No.3, pp.760 - 768, 2008.
- [87] J. Pons-Llinares, J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez, V. Climente-Alarcon "Induction Motor Diagnosis Based on a Transient Current Analytic Wavelet Transform via Frequency B-Splines", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.58, No.5, pp.1530-1544, 2011.
- [88] N.G. Nikolaou et I.A. Antoniadis, "Rolling element bearing fault diagnosis using wavelet packets", *NDT & E International*, Vol.35, No.3, pp.197-205, 2002.
- [89] M.Y. kia, M. Khedri, H.R. Najafi, M.A.S. Nejad, "Hybrid modelling of doubly fed induction generators with inter-turn stator fault and its detection method using wavelet analysis", *IET Generation, Transmission & Distribution*, Vol.7, No.9, pp.982–990, 2013.
- [90] B.M. Ebrahimi, J. Faiz, S. Lotfi-fard, P. Pillay, "Novel indices for broken rotor bars fault diagnosis in induction motors using wavelet transform", *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol.30, pp.131–145, 2012.
- [91] I.Takahashi, T. Noguchi, "A new quick- response and high- efficiency control strategy of an induction motor". *IEEE Transactions on industry applications*, Vol.22, No.5, 1986.
-

- 
- [92] I. Takahashi, Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.25 No.2, pp.1603-1611, 1989.
- [93] M. Depenbrock, "Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction Machine", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No.2, 1988.
- [94] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, "Closed-Loop Control Impact on the Diagnosis of Induction Motors Faults", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.36, No. 5, 2000.
- [95] S.M.A. Cruz, A.J.M. Cardoso, "Diagnosis of Stator Inter-Turn Short Circuits in DTC Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.40, No.5, pp.1349 - 1360, 2004.
- [96] K. Drobnič, M. Nemeč, R. Fišer, V. Ambrožič, "Simplified detection of broken rotor bars in induction motors controlled in field reference frame", Control Engineering Practice, Vol.20, No.8, pp.761–769, 2012.
- [97] H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal, R. Kechida, "Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis", ISA Transactions, Vol.53, pp.1639–1649, 2014.
- [98] Z. Hou, J. Huang, H. Liu, T. Wang, Lihang Zhao, "Quantitative broken rotor bar fault detection for closed-loop controlled induction motors", IET Electric Power Applications, Vol.10, No.5 pp.403 - 410, 2016.
- [99] J. Faiz; M. Ojaghi, "Instantaneous-Power Harmonics as Indexes for Mixed Eccentricity Fault in Mains-Fed and Open/Closed-Loop Drive-Connected Squirrel-Cage Induction Motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.56, No.11, pp.4718 - 4726, 2009.
- [100] B. Mokhtari, A. Cheknane, A. Ameer, L. Mokrani, B. Azoui, "DTC d'un MAS utilisé pour l'optimisation des performances d'un panneau photovoltaïque", Revue des Energies Renouvelables, Vol.11 No.4, pp.595 – 602, 2008.
- [101] J. Luukko, "Direct torque control of permanent magnet synchronous machines – analysis and implementation", thèse de doctorat, Lappeenranta University of Technology, Electrical Engineering, 2000.
- [102] Y. A. Chapuis, "Contrôle du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique". Thèse de doctorat de l'INPG, 1996.
- [103] S. Kaboli, M. R. Zolghadri, S. Hahbin, A. Honifar, " Effects of the flux value on torque ripple of the direct torque controlled induction motors drives determination ", IEEE, The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp 439-444, 2003.
- [104] H. F. Rashag, S. P. Koh, A. N. Abdalla, N.M.L. Tan, K. H. Chong, "Modified Direct Torque Control using Algorithm Control of Stator Flux Estimation and Space Vector Modulation Based on Fuzzy Logic Control for Achieving High Performance from Induction Motors", Journal of Power Electronics, Vol. 13, No. 3, May 2013.
-

- [105] V.I. Utkin, "Variable Structure systems with Sliding Modes", IEEE Transaction on Automatic Control, Vol.22, No.2, pp.212-222, 1977.
- [106] R.A. DeCarlo, S.H. Zak, G.P. Mathews, "Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial", Proceedings of the IEEE, vol.76, No.3, 1988.
- [107] J. Y, Hung, W. Gao, and J.C Hung, "Variable Structure Control: A Survey", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.40, No.1, 1993.
- [108] V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.40, No.1, pp.23-36, 1993.
- [109] A. Hren, K. Jezernik, "Robust sliding mode control of induction motor (IM) drive without speed sensor", IEEE, International Conference on Proceedings of the Control Applications, vol.2, pp.1021- 1025, 1998.
- [110] O. Barambones, A.J. Garrido A, "Sensorless variable structure control of induction motor drives", Electric Power Systems Research Vol.72, pp.21–32, 2004.
- [111] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg, "Very-low-speed variable-structure control of sensorless induction machine drives without signal injection", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.41, No.2, pp.591-598, 2005.
- [112] H. Talhaoui, "Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts", thèse de doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, 2016.
- [113] Changxi Jin, B.S.E.E. "Sliding Mode Control and Estimation of Induction Motors", The Ohio State University, 1997.
- [114] H. Talhaoui, A. Menacer, R. Kechida. "Rotor resistance estimation using EKF for the rotor fault diagnosis in sliding mode control induction motor", 3rd International Conference on Systems and Control, pp.43 - 49, 2013.
- [115] P. Parida, "A sliding mode controller for induction motor drives ", National Institute of Technology Rourkela, INDE, 2009.

# Contributions Scientifiques

## Publications:

1. [Ridha Kechida](#), Arezki Menacer, Abdelhamid Benakcha, "*Fault Detection of Broken Rotor Bars Using Stator Current Spectrum for the Direct Torque Control Induction Motor*", International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering, Vol.04, No.6, pp.988-993, 2010.
2. [Ridha Kechida](#), Arezki Menacer, Hicham Talhaoui "*Rotor Resistance Estimation Using an EKF Filter for Fault Detection in Direct Torque Control Induction Motor*", Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol.09, No.02, pp.67-72, 2013, DOI:1743-9310,
3. [Ridha Kechida](#), Arezki Menacer, Hicham Talhaoui "*Approach Signal for Rotor Fault Detection in Induction Motors*", Journal of Failure Analysis and Prevention, Vol.13, No.03, pp.346-352, 2013, ISSN: 1547-7029 (print version), DOI [10.1007/s11668-013-9681-6](https://doi.org/10.1007/s11668-013-9681-6). (SCOPUS).
4. H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal, [R. Kechida](#), "*Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless Vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis*", Elsevier, ISA Transactions, Vol.53, No.05, pp.1639–1649, 2014. (ISI THOMSON).

## Conférences:

1. Arezki Menacer, [Ridha Kechida](#), Gérard Champenois, Slim Tnani, "*Application of the Fourier and the Wavelet Transform for the Fault Detection in Induction Motors at the Startup Electromagnetic Torque*", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics Drives, SDEMPED 2011, Bologna, Italy, 5-8 September, pp 664–668, 2011.
2. [Ridha Kechida](#) and Arezki Menacer, "*DWT wavelet transform for the rotor bars faults detection in induction motor*," 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), Sharjah, pp.1-5, 15-17 Nov 2011.
3. [Ridha Kechida](#) and Arezki Menacer, "*Application of the Wavelet Transform for the Fault Detection in Induction Motors Using Transient Stator Current Signal*", 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 1-4 December 2011, Bursa, Turkey.
4. [R. Kechida](#), A. Menacer, H. Talhaoui, H. Cherif. "Discrete wavelet transform for stator fault detection in induction motors", IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, pp.104-109, 2015.
5. H. Talhaoui, A. Menacer, [R. Kechida](#), "*Rotor Resistance Estimation using EKF for the Rotor Fault Diagnosis in Sliding Mode Control Induction Motor*", Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algeria, October 29-31, IEEE 2013.
6. H. Cherif, A. Menacer, B. Bessam, [R. Kechida](#), "*Stator inter turns fault detection using discrete wavelet transform*", IEEE, 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), pp.138-142, 2015.